radioelektronik

7 '84

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

Radioelektronik



LIPIEC 1984 ● ROCZNIK XXXV (62)

7 '84

WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
SIGMA
PRZEDSIĘBIORSTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ
00-950 WARSZAWA, skrytka 1004, ul. Biała 4

Adres redakcji:
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Tel. 25-29-85

**Artykułów nie zamawianych nie zwracamy.
Zastrzegamy sobie prawo dokonywania skrótów nadesłanych materiałów**

Prenumerata: kwartalna 120 zł, półroczna 240 zł, roczna 480 zł
Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe



Druk: Z.G „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam 1801/CD Nakład 290 000 egz. Ark. druk. 4,5
Skład techniką fotograficzną Cena zł 40 Numer zamknięto 14.VI.1984 T-37

Programy TV francuskiej przesyłane przez satelitę. Wybrane fragmenty wszystkich trzech programów telewizji francuskiej: TF1, A2 i Fr3 są emitowane, począwszy od początku 1984 r., za pośrednictwem jednego z kanałów satelity komunikacyjnego ECS-1. Można je odbierać codziennie w godz. od 19 do 22 na częstotliwości 11,491667 GHz. Do tego celu potrzebna jest w środkowej Europie antena paraboliczna o średnicy 3 metrów. Przy większej antenie odbiór możliwy jest również w północnej Afryce (Tunis, Algieria, Maroko) i w Skandynawii. Ze względu na wysokie koszty przekaz satelitarny nie jest przeznaczony do odbioru indywidualnego, lecz dla towarzystw telewizji kablowej. Szczególnie korzystają z niego sieci kablowe w Szwajcarii i Belgii, gdzie do prawie 90% mieszkań doprowadzono końcówki tv kablowej. Satelita ECS-1 dysponuje trzema wiązkami promieniowania: „listkiem zachodnim" i „listkiem wschodnim", których zysk wynosi 34,5 dB oraz słabszym „listkiem europejskim" przeznaczonym wyłącznie do przesyłania wzajemnego programów przez współpracujące ze sobą stacje telewizyjne. Moc każdego z 12 przekaźników satelity ECS-1 wynosi zaledwie 20 W. Satelita przewidziany do zasilania indywidualnych odbiorników będzie miał moc znacznie wyższą, umożliwiającą odbiór przy użyciu anteny o średnicy mniejszej niż 1 m.

Słuchawki przystosowane do muzyki z dyskofonu Compact Disc. W f-mie Sennheiser ukończono opracowanie nowych słuchawek typu otwartego o symbolu HD 414 SL, które spełniają z nadmiarem wymagania nowego projektu normy DIN 45500. Są one następcą słuchawek HD 414, które wypuszczone na rynek w 1968 r. i wyprodukowane od tego czasu w 7 mln egzemplarzy nie znalazły dotychczas równorzędnego konkurenta. W nowych słuchawkach osiągnięto, dzięki powiększeniu średnicy systemu, wyższy poziom ciśnienia dźwięku oraz wskutek zmniejszenia o 40% masy cewki, wierniejsze przekazywanie sygnałów impulsowych. Cechy te decydują o przystosowaniu słuchawek do odtwarzania z dyskofonu Compact Disc. A oto pozostałe parametry HD 414 SL.

Zakres częstotliwości:	20...20 000 Hz
Impedancja nominalna:	600 Ω
Poziom ciśnienia dźwięku w każdym kanale przy 1 kHz i 1 mW:	94 dB
Obciążalność trwała:	0,1 W
Współczynnik zniekształceń:	<1%
Nacisk na ucho	2,5 N
Masa systemu (bez kabla)	100 g

Dwustandardowe odbiorniki radiowe w ČSSR. W związku z możliwością odbioru na dużej części obszaru Czechosłowacji stacji UKF pracujących w standardzie CCIR, jak również ze względów eksportowych, przemysł czechosłowacki wyposaża wszystkie nowo produkowane odbiorniki radiofoniczne w głowicę dwustandardową OIRT/CCIR, podobnie jak to ma miejsce u nas w eltrowskim odbiorniku „Julia".

Następcy Walkmana. Powodzenie, jakim cieszy się magnetofon przenośny firmy Sony o małych wymiarach kasety, znany na całym świecie pod zastrzeżoną nazwą Walkman, spowodowało, że wielu innych producentów opracowała podobny sprzęt. Na zdjęciu magnetofon stereofoniczny firmy Philips o nazwie Skyliner MK II (D 6638) przystosowany do pracy nawet w bardzo trudnych warunkach meteorologicznych (np. na żaglówce). Muzykę można odtwarzać zarówno z kasety jak i z wbudowanego odbiornika FM-UKF za pomocą dwóch par słuchawek. Urządzenie ma bardzo bogate wyposażenie: ARCz, elektroniczne sterowanie mechanizmem napędowym, głowice do taśmy metalicznej, głowice długowieczne, wskaźniki elektroluminescencyjne (LED), podsłuch przy przewijaniu (Cue), regulator brzmienia dźwięku, przełącznik wyciszający (muting), automatyczny przełącznik rodzaju taśmy i zasilacz sieciowy. Moc wyjściowa: 2×0,04 W, nierównomierność przesuwu taśmy 0,21%, masa wraz z bateriami 0,55 kg.



Telewizja kablowa w KDL. Zalety tv kablowej, do których należą przede wszystkim lepsza jakość obrazu, wynikająca z braku odbić i zakłóceń oraz zwiększona liczba stojących do dyspozycji abonenta programów, a w przyszłości, po zastosowaniu kabli szerokopasmowych, również możliwość wyboru programu z centralnej taśmoteki magnetowidowej, powodują zainteresowanie tą formą publicznego przekazu wielu krajów. W ostatnim czasie ČSSR i NRD przystąpiły do zorganizowania eksperymentalnych ośrodków tv kablowej. Na Słowacji założono sieć doświadczalną w Bańskiej Bystrzycy z udziałem 2 tys. odbiorców. W NRD ośrodkiem doświadczalnym jest Karl-Marx-Stadt, w którym do sieci przyłączono 30 tys. abonentów.

Japoński satelita do odbioru bezpośredniego. Pierwszego satelitę Ziemi, o nazwie BS-2, do regularnego odbioru bezpośredniego programów telewizyjnych wyniesiono na orbitę 23 stycznia 1984 r. w Japonii. Na jego pokładzie znalazły się trzy przekaźniki o mocy po 100 W. Dwa z nich służą do jednoczesnej retransmisji programów, trzeci jako urządzenie rezerwowe. Satelita zawisł nad równikiem w pozycji 110° East. Ma on na celu głównie pokrycie promieniowaniem górzystych terenów Japonii, zamieszkałych przez 420 tys. rodzin, do których nie docierała dotąd telewizja. Satelita BS-2 został wystrzelony za pomocą japońskiej rakiety N-II z kosmodromu Tanegashima. Aby odebrać sygnał satelitarny na głównych wyspach japońskich wystarcza zainstalowanie anteny parabolicznej o średnicy 1 m, natomiast na najodleglejszych od centrum wysepkach konieczne jest zastosowanie anteny 4-metrowej.

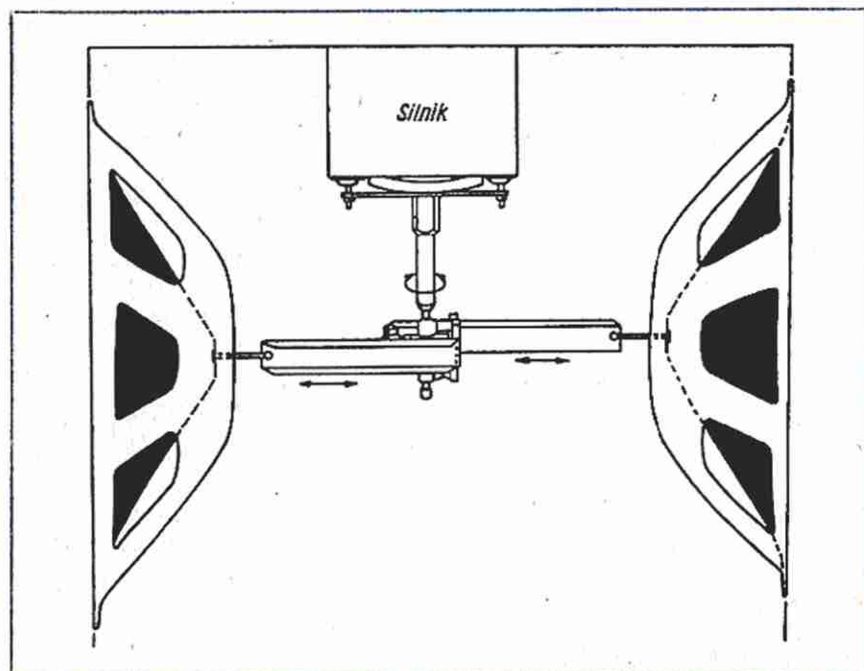
Digit 2000 uzupełniony układem Secam. Zachodnioniemiecki producent układów półprzewodnikowych, Intermetall, który opracował zespół układów scalonych Digit 2000 do pierwszego telewizyjnego odbiornika cyfrowego Digivision, oferuje obecnie dodatkowy układ scalony MAA220 umożliwiający przetwarzanie cyfrowe również sygnału telewizyjnego, emitowanego w standardzie Secam. Dzięki temu, odbiornik tv cyfrowy oparty na układach firmy Intermetall, może odbierać emisję wszystkich trzech istniejących w świecie standardów telewizyjnych. Nowy procesor sygnału oparty jest na układzie o bardzo wielkiej skali integra-

cji (VLSI) wykonanym w technologii n-MOS, w obudowie plastykowej z 40 wyprowadzeniami. Układ scalony MAA220 będzie sprzedawany po 3,5 dol.

Telewizory kieszonkowe. W Japonii rośnie popyt na telewizory z małym ekranem, zbudowanym z macierzy z ciekłych kryształów. Firma Citizen Watch wylansowała kolorowy odbiornik telewizyjny z ekranem o przekątnej 6,5 cm, który kosztuje 214 dol. Aby uniknąć konieczności oświetlenia tła, obraz jest oglądany nie bezpośrednio, lecz za pośrednictwem odbicia w lustrze zmontowanym poziomo. Macierz z ciekłych kryształów nachylana jest do płaszczyzny lustra pod kątem 50°. Dzięki temu konstruktorzy mogli zastosować ciekłe kryształy bierne i tym samym zaproponować bardzo niską cenę odbiornika. Jest ona dwa razy mniejsza od ceny słynnego mini-telewizora z podświetlanym tłem na ciekłych kryształach aktywnych, firmy Suwa Seikosha przy tylko nie wiele gorszej jakości obrazu. Citizen zapowiada wprowadzenie na rynek od połowy 1984 r. analogicznych telewizorów czarno-białych w cenie 163 dol.

Poszukiwanie zagubionych satelitów. Według zapowiedzi dyrektora NASA, J.M. Beggsa, niepowodzenie z umieszczeniem na orbicie satelitów Westar VI i indonezyjskiego Palapa B-2 przez prom kosmiczny w lutym 1984 r., nie zmieni programu następnych lotów. Władze kanadyjskie zapewniły, że przygotowują kolejną serię satelitów Anik do zabrania w kosmos przez amerykański prom. Stwierdzono, że błąd popełniony w poprzedniej operacji spowodowało niewłaściwej jakości paliwo, zastosowane w małych rakietach pomocniczych PAM, które służyły do wyniesienia satelitów z promu. Jednocześnie zapowiedziano przedsięwzięcie kroków do odzyskania nieużytecznych satelitów błądzących po niewłaściwych orbitach. W tym celu zostaną wykorzystane doświadczenia z ostatniej wyprawy astronautów poza pojazd kosmiczny. Uważa się, że jest to całkowicie realne zadanie. Przewiduje się użycie specjalnego chwytaka oraz opracowanie techniki stabilizacji satelitów na nowej orbicie. Przedsięwzięcie to musi być wykonane w ciągu jednego roku, w przeciwnym razie pozostający do wykorzystania okres pobytu satelitów na orbicie może być nie wystarczający, aby skompensować koszty związane z ich poszukiwaniem i przemieszczeniem.

Indywidualny odbiór satelitarny w W. Brytanii od 1987 r. Brytyjska BBC wyrażała do niedawna duże wątpliwości co do możliwości zdobycia masowego indywidualnego odbiorcy programów telewizyjnych przesyłanych za pośrednictwem satelity, ze względu na duże koszty przystawki satelitarnej, które przemysł brytyjski oszacował na 560–700 dol. Tymczasem firma Sinclair Research ogłosiła, że może się podjąć opracowania konwertera satelitarnego, którego cena wyniesie tylko ok. 140 dol. Oświadczenie Sinclaira wywołało nowe nadzieje i spowodowało podjęcie rozmów między BBC i prywatnym towarzystwem telewizyjnym IBA na temat wspólnego wykorzystania dwóch kanałów telewizyjnych na satelicie DBS, przewidzianych do przesyłania programów do odbioru bezpośredniego. Satelita DBS ma być wystrzelony i umieszczony na orbicie wiosną 1987 r.



Silnik zastępuje cewkę w głośniku. Na wystawie elektroniki konsumpcyjnej w Chicago w 1983 r. przedstawiono nowy rodzaj napędu membrany w głośnikach niskotonowych, mianowicie: zamiast drgającej cewki, do stopnia końcowego wzmacniacza jest dołączony silniczek elektryczny, którego oś związano mechanicznie z membramami dwóch głośników (rys. obok). W zależności od tego, czy ze wzmacniacza pochodzi dodatnia lub ujemna część sygnału, oś obraca się w lewo lub w prawo i porusza membrany. Zbudowana według tej zasady kolumna głośnikowa może być obciążona mocą sinusoidalną do 300 W i przenosić impulsy do 900 W bez zniekształceń. Przydatność pomysłu wypróbowano z bardzo dobrymi wynikami w dyskotekach przy odtwarzaniu muzyki z płyt Compact Disc. Innowacja stanowi uboczny produkt badań prowadzonych w NASA, mianowicie: w celu zbadania odporności przyrządów pokładowych na sygnały infraakustyczne konieczne było posiadanie źródła symulującego sygnały powstające przy pracy śmigieł helikoptera. Okazało się, że tego typu przyrząd świetnie przenosi znacznie szersze pasmo częstotliwości, co dało impuls do wykorzystania pomysłu w sprzęcie elektroakustycznym.

Cyfryzacja odbiorników telewizyjnych. Rozwój techniki cyfrowej z przeznaczeniem do odbiorników telewizyjnych wydaje się nabierać tempa. Gdy na jesieni 1983 r. pokazały się w sklepach zachodnioeuropejskich pierwsze odbiorniki cyfrowe oparte na zespołach układów scalonych Digit 2000, firmy Intermetall, miały one charakter samotnych prekursorów. Wiosną 1984 r. pojawiły się już układy scalone firm konkurencyjnych. Motorola opracowała zespół chip'ow analogowo-cyfrowych obejmujących układ całego telewizora o nazwie „System 4". Philips prezentuje do tego samego celu swoje układy hybrydowe analogowo-cyfrowe zawierające również pamięć do zmagazynowania sygnałów jednego półobrazu (w celu zmniejszenia migotania obrazu). Firma włoska SGS-Ates dysponuje procesorem cyfrowym do obróbki sygnałów odchylania. Panuje powszechne przekonanie, że nawiązana przez Philipsa współpraca z Siemensem ma na celu uzyskanie układów scalonych umożliwiających zbudowanie kolorowego otv w pełni opartego na technice cyfrowej. Również w Japonii szereg firm podjęło produkcję telewizorów z układami ITT Digit 2000 w celu zebrania doświadczeń. Z raportów marketingowych firmy Mackintosh wynika, że Japończycy opierając się na tych doświadczeniach, przystąpią do szybkiego uruchomienia swojej własnej serii cyfrowych układów scalonych.

Prosty ogranicznik szumów

Artykuł zawiera schemat i krótki opis dynamicznego filtru większych częstotliwości, spełniającego funkcję ogranicznika szumów zapisu magnetofonowego. Właściwy opis jest poprzedzony rozważaniami ogólnymi, dotyczącymi redukcji szumów, istotnymi dla amatorów-konstruktorów zajmujących się techniką magnetofonową.

W numerach 3 i 4/83 był opublikowany obszerny przegląd systemów redukcji szumów. Umożliwia on czytelnikom, którzy rzetelnie zapoznali się z treścią tego artykułu, nie tylko zorientowanie się w istniejących systemach redukcji szumów, ale i poznanie ich właściwości oraz zdanie sobie sprawy ze złożoności występujących problemów. Przegląd ten nie zawierał jednak „praktycznych" zaleceń oraz schematów przeznaczonych dla szerokiego kręgu amatorów korzystających z magnetofonów szpulowych i kasetowych średniej i lepszej klasy.

W miesięczniku „Radio" (radz.) nr 4/83, J. Sołncew przedstawił bardzo cenne uwagi dotyczące tego problemu, a przeznaczone właśnie dla szerokiego kręgu użytkowników magnetofonów oraz podał propozycję układu ogranicznika szumów. Niżej przedstawiono skrót jego artykułu.

ZAGADNIENIA ZWIĄZANE Z REDUKCJĄ SZUMÓW

Techniczny problem redukcji szumów jest ciągle otwarty, nie ma bowiem idealnego systemu, każdy z systemów ma swoje zalety i wady i daje optymalne wyniki tylko w określonych warunkach. Nawet drogi system źle dostosowany do warunków pracy zawiedzie pokładane w nim nadzieje.

Zbiór parametrów określonego systemu jest swego rodzaju kompromisem. Polepszanie jednego z parametrów powoduje pogorszenie innego. Na przykład, rozszerzenie (ku częstotliwościom mniejszym) pasma częstotliwości, w którym szumy są tłumione, czyni układ mniej odpornym na sporadyczne zakłócenia. Zwiększenie natomiast stopnia tłumienia szumów uwypukla niedostatki związane ze stanami przejściowymi i może powodować zniekształcenia nieliniowe.

Systemy kompandorowe wymagają ścisłego odwzorowania przy odczycie charakterystyk częstotliwościowych i poziomów zatosowanych przy zapisie. Jest to trudne w warunkach amatorskich nawet przy posługiwaniu się tym samym magnetofonem.

Często uchodzi uwadze okoliczność, że wszelkie systemy redukcji szumów dają tym lepsze wyniki, im sam magnetofon i stosowane taśmy są lepszej klasy. Jest to swego rodzaju paradoks, że przy sprzęcie niskiej klasy, który ma duże szumy, reduktory szumów nie dają spodziewanych wyników, bądź nawet pogarszają jakość audycji. Dla przykładu załóżmy, że określony marny magnetofon jest źródłem szumów o poziomie rzędu −30...35 dB, a zapis odczytywanej taśmy ma dynamikę 40 dB. Jest oczywiste, że zastosowanie ogranicznika szumów o poziomie odcięcia −30...35 dB spowoduje zniekształcenie brzmienia audycji, bowiem jej składowe o większych częstotliwościach i małym poziomie będą „odcinane".

Załóżmy, że magnetofon cechują dość znaczne zniekształcenia nieliniowe, o wartości >3% (wartość w praktyce często spotykana). Poziom harmonicznych sygnałów o małych i średnich częstotliwościach wyniesie w tym przypadku ok. −30 dB, tj. będzie większy od progu zadziałania większości stosowanych ograniczników szumów – harmoniczne spowodują wyłączanie działania ogranicznika. Fragmenty audycji są wówczas „modulowane" towarzyszącymi sekwencjami szumu. Często wynik może być gorszy niż odczyt zapisu bez ogranicznika szumów.

Bardzo trudno jest wykorzystać reduktory szumów w przypadku zapisu magnetofonowego przeniesionego z płyt. Płyty mają zawsze (szczególnie płyty zużyte lub stare płyty szelakowe 78 obr/min) pewne zadrapania i uszkodzenia dające przy odtwarzaniu silne zakłócenia impulsowe. Takie zakłócenia wyłączają z reguły działanie układów redukujących szum na określony czas, co powoduje „wybuchowe" pojawianie się sekwencji szumu w czasie trwania audycji.

Do najbardziej rozpowszechnionych w świecie należy system kompandorowy Dolby B. Jednak i jego zastosowanie powoduje pewne trudności. Konieczne jest staranne utrzymanie tych samych poziomów podczas zapisu i odtwarzania oraz pojawiają się trudności podczas odtwarzania kaset zapisanych na innych magnetofonach, wobec niespełnienia warunku dobrania właściwych poziomów i pewnych różnic w układach zapisu-odczytu.

Propozycja zastosowania systemu Dolby B do odczytywania „zwykłego" zapisu nie wytrzymuje krytyki, bowiem układ osłabi nadmiernie wszystkie składowe audycji leżące powyżej 2 kHz, a mające poziom rzędu −15 dB. Nieco lepsze wyniki daje odtwarzanie kaset zapisanych systemem Dolby B, a odtwarzanych przy zwykłej korekcji (statycznej) charakterystyki częstotliwościowej.

Przedstawione wyżej przykłady dostatecznie uzasadniają trudności konstruowania, wyboru i stosowania systemów redukcji szumów. Amatorzy-konstruktorzy, którzy nie mają warunków na opanowanie dość, jak widać, złożonego problemu wyboru systemu redukcji szumów i doboru jego parametrów, powinni korzystać z prostego rozwiązania – zastosowania ogranicznika szumu przy odtwarzaniu. Ogranicznik taki może dać dobre wyniki podczas współpracy z magnetofonami średniej i lepszej klasy.

Należy jeszcze raz podkreślić, że podstawowym warunkiem sukcesu jest doprowadzenie magnetofonu do dobrego stanu technicznego, poprawna jego eksploatacja i obsługa przy zapisie i odczycie oraz stosowanie dobrych taśm magnetycznych. Należy dokonać wszystkiego, co tylko jest możliwe, aby odczyt zapisu był obarczony jak najmniejszymi szumami i dopiero zastosować ogranicznik szumów, wówczas wynik będzie dobry.

UKŁAD OGRANICZNIKA SZUMÓW

W przedstawionym na schemacie (rys. obok) prostym ograniczniku szumów przyjęto za podstawę układ podobny do Dolby B, z tym, że próg zadziałania (ograniczenia) został obniżony do −35 dB.

W torze głównym zastosowano tranzystory T1, T2 i T3. Tor pomocniczy zawiera tranzystory T4, T5 i T6. Tranzystor T7 zasila układ prostownika wytwarzającego napięcie regulacyjne.

Tor pomocniczy (regulacyjny) zawiera: filtr górnoprzepustowy składający się z kondensatora C3 i rezystora R10, regulowany dzielnik zawierający kondensator C4, rezystor R9 i tranzystor polowy T4, wzmacniacz odwracający (T5 i T6) oraz ogranicznik diodowy (D2...D5). Jako źródło napięcia odniesienia służy układ z diodą Zenera D1, z którego pobiera się napię-

cie ustalające próg przewodzenia tranzystora polowego T4, a tym samym i próg działania ogranicznika.

Cechą szczególną układu prostowniczego jest to, że pracuje on z obciążeniem o stałej czasowej zależnej od szybkości narastania sygnału. Przy małych przyrostach sygnału dioda D7 w zasadzie nie przewodzi. Przy odpowiednio dużych przyrostach sygnału dioda ta przewodzi i rezystor R30 zostaje zwarty, co zmniejsza stałą czasową układu. To powoduje, że wówczas ogranicznik szybciej reaguje na zwiększanie się poziomu sygnału.

Przy wartościach sygnału większych od progowych, tranzystor T4 jest w stanie przewodzenia i wskutek tego do bazy tranzystora T2 (sumatora) nie jest doprowadzany odwrócony o 180° sygnał z toru pomocniczego (regulacyjnego). Parametry układu są określone tylko właściwościami toru głównego. Jeżeli składowe o wielkich częstotliwościach osłabną na tyle, że przekroczą próg ograniczenia, to tranzystor T4 przechodzi w stan nieprzewodzenia, sygnał z toru pomocniczego będzie doprowadzany (przez rezystor R6 i kondensator C2) do bazy tranzystora T2 i spowoduje osłabienie odpowiednich składowych audycji (przede wszystkim szumów).

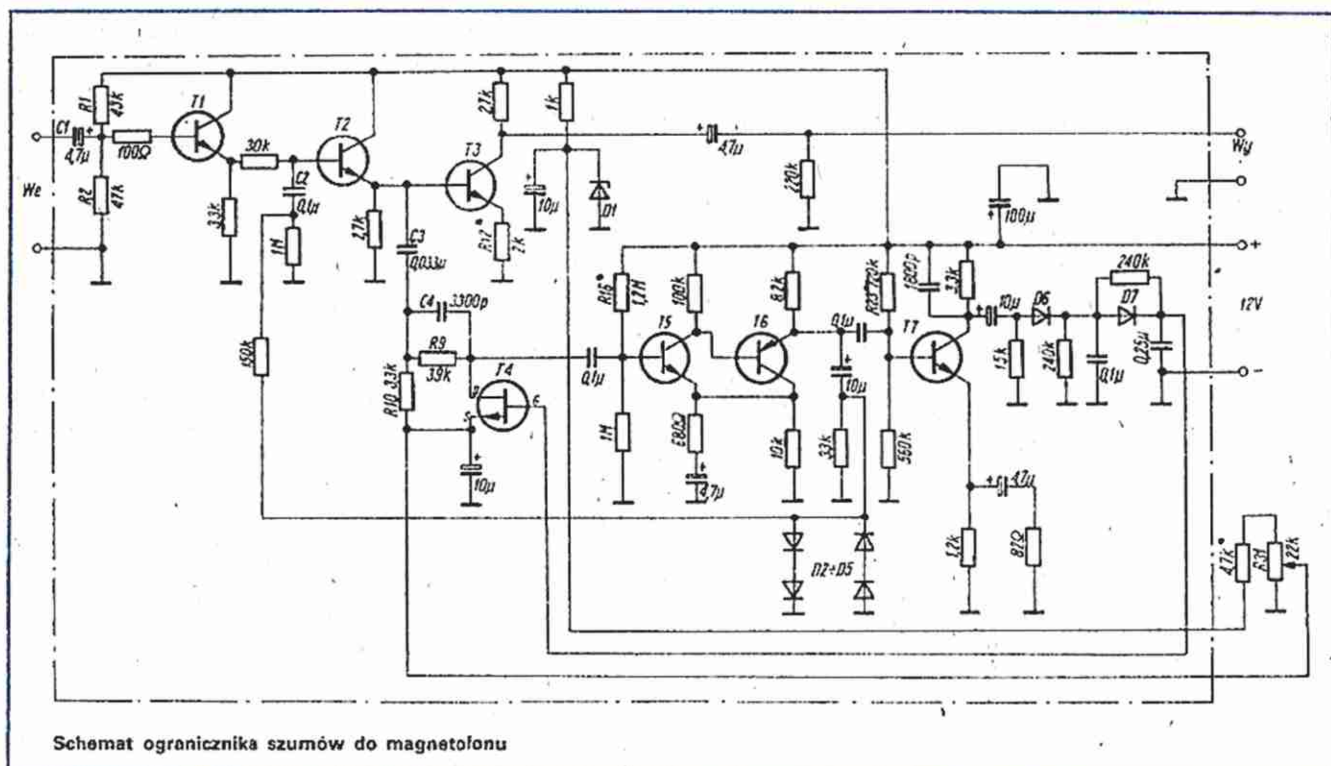
Efekt działania ogranicznika jest największy, gdy do wejścia nie dochodzi żaden sygnał użyteczny (tylko szumy taśmy i inne, stanowiące tło audycji).

DANE TECHNICZNE UKŁADU MODELOWEGO

Napięcie wejściowe:	0,25...0,5 V
Pasmo przepustowe:	20 Hz...20 kHz
Współczynnik wzmocnienia napięciowego:	1
Próg zadziałania ogranicznika (regulowany):	–30...55 dB
Obniżenie szumów o co najmniej:	–10 dB
Współczynnik zawartości harmonicznych przy częstotliwości 1 kHz:	1%.

Dobór tranzystorów nie jest krytyczny. Mogą być zastosowane małoszumne tranzystory BC109B, BC149B i podobne. W torze pomocniczym jako T6 może być zastosowany tranzystor BC159 lub BC179, a jako T7 – BC108B i podobne. Jako tranzystor polowy może być zastosowany tranzystor typu BF245. Dioda D7 powinna być germanowa (np. AAP120, AAP155). Diody D2...D6 to diody krzemowe uniwersalne. Do stabilizowania napięcia odniesienia (D1) można użyć diody Zenera typu BZP611–C6V8 lub innej zapewniającej stabilizację napięcia o wartości 6...8 V.

Uruchomienie układu wymaga pewnej wprawy. Oto najważniejsze wskazówki. Wartość rezystora R1 dobiera się tak, aby wzmacniacz toru głównego działał optymalnie (symetryczne obcinanie sygnału o częstotliwości 1 kHz przy przesterowaniu). Wartością rezystora R12 ustala się wzmocnienie toru równe w przybliżeniu 1. Następnie doprowadza się sygnał o częstotliwości 5 kHz (tranzystor T4 nie jest jeszcze wmontowany) i zwiększa się jego amplitudę aż do momentu ograniczania przyrostu jego amplitudy, badanej na kolektorze tranzystora T6. Drogą doboru wartości rezystora R16 należy zapewnić symetryczność tego ograniczania. Badanie sygnału powtarza się w odniesieniu do kolektora tranzystora T7, zmieniając w razie potrzeby wartość rezystora R23. Sprawdza się liniowość działania układu prostowniczego.



Schemat ogranicznika szumów do magnetofonu

Po wmontowaniu tranzystora T4 doprowadza się do wejścia sygnał o częstotliwości 5 kHz o poziomie –35 dB w odniesieniu do poziomu przyjętego za znamionowy (takiego, który będzie stosowany stale przy eksploatacji ogranicznika). Potencjometrem R31 zwiększa się napięcie doprowadzane do tranzystora polowego, aż zacznie on przewodzić, co wywoła pewien (niewielki) spadek napięcia na wyjściu ogranicznika. Od ustawienia tego potencjometru zależy próg działania ogranicznika szumów. Zaleca się zdjęcie charakterystyki zależności napięcia wyjściowego od wartości doprowadzanego napięcia wejściowego przy kilku częstotliwościach. Potencjometr R31 wygodnie jest wyposażyć w pokrętło z czytelną podziałką.

Ostateczne próby urządzenia przeprowadza się po przyłączeniu go do układu magnetofonu. W przypadku magnetofonów bez wzmacniacza mocy (o wyjściowym napięciu ok. 1 V), ogranicznik może być włączany między wyjście magnetofonu i wejście wzmacniacza mocy. R.T.

Nasi młodzi czytelnicy w listach do redakcji „Radioelektronika" często przedstawiali życzenia, aby zamieszczać więcej opisów nieskomplikowanych układów i urządzeń elektronicznych, znajdujących praktyczne zastosowania, a nadających się do samodzielnego wykonania. Spełniamy te życzenia i otwieramy w bieżącym numerze nowy dział o tymczasowej nazwie „Klub Młodych Elektroników" (KME). W tym dziale znajdą się artykuły przeznaczone dla czytelników, którzy interesują się elektroniką, lubią majsterkować, a nie mają jeszcze większego doświadczenia w samodzielnym konstruowaniu.

Artykuły oznaczone symbolem „KME" będą zawierały opisy nieskomplikowanych układów oraz urządzeń elektronicznych z różnych dziedzin, np. elektroniki domowej, elektroakustyki, elektroniki samochodowej, radiokomunikacji (dla krótkofalowców). Będą to zawsze układy praktycznie sprawdzone, zawierające przede wszystkim krajowe podzespoły, a tylko w wyjątkowych przypadkach zagraniczne, lecz takie, które można w kraju „zdobyć". W opisie czytelnicy znajdą dokładne omówienie działania układu, schematy elektryczne oraz montażowe, rysunek płytki drukowanej, a także wskazówki ułatwiające skonstruowanie urządzenia oraz jego uruchomienie.

Chcąc jednak oszczędzić naszym czytelnikom rozczarowań, musimy w tym miejscu przypomnieć, że zmontowanie układu elektronicznego według schematu nie zapewnia jeszcze prawidłowego funkcjonowania. Różne są tego przyczyny i nie będziemy ich tu omawiać. Zwracamy natomiast uwagę i podkreślamy to z naciskiem, że każdy kto zmontował układ, musi go także uruchomić, to znaczy sprawdzić i wyregulować działanie. Może zaś tego dokonać z powodzeniem, jeśli dokładnie zrozumie działanie układu, a poza tym zdaje sobie sprawę, jaką funkcję spełniają poszczególne elementy układu.

Liczymy na pomoc czytelników w redagowaniu „KME" i zachęcamy do nadsyłania artykułów-opisów wykonanych i sprawdzonych przez siebie układów kwalifikujących się do tego działu. Konieczne będzie jednak udostępnienie wykonanego urządzenia redakcji w celu sprawdzenia i oceny. Opisy ocenione pozytywnie będą publikowane na łamach „Radioelektronika", a autorzy otrzymają należne honorarium.

Jak wspomnieliśmy na wstępie, nazwę „Klub Młodych Elektroników" uważamy za tymczasową – może czytelnicy znajdą lepszą nazwę? Czekamy na propozycje.

Chcielibyśmy, aby ten dział miał wyróżniający go symbol graficzny. Także w tym przypadku czekamy na pomysły – projekty czytelników. Najlepszy pomysł nazwy działu i znaku graficznego uhonorujemy nagrodami książkowymi.

Czekamy również na listy czytelników z ocenami, uwagami i propozycjami dotyczącymi nowego działu — *Redakcja*



mgr inż. LESZEK HALICKI

Stereofoniczne dekodery PLL w odbiornikach starszych typów

Użytkownicy starszych odbiorników stereofonicznych, takich jak „Meluzyna", „Kleopatra" i in., często narzekają na znaczne pogorszenie się jakości odbioru programu stereofonicznego. Najwięcej kłopotów sprawiają te odbiorniki, w których dekodery stereofoniczne są wyposażone w tranzystory, a nie w układy scalone. Strojenie tego rodzaju dekoderów jest bardzo kłopotliwe, a w amatorskich warunkach wprost niemożliwe. Przyczyną wadliwej pracy stereodekoderów jest rozstrajanie się filtrów w układzie dekodera. W artykule podano prosty sposób przeróbki odbiornika, polegający na zastąpieniu układu konwencjonalnego dekoderem pracującym w systemie PLL. Zarówno sama zasada PLL (Phase Locked Loop – układ z zamkniętą pętlą fazową), jak i opis układu scalonego UL1621N były wyczerpująco omówione w nrze 1/83 „Re".

Zastosowane w opisywanych dekoderach układy scalone UL1621N otrzymaliśmy dzięki uprzejmości NPCP CEMI.

W tradycyjnych rozwiązaniach stereodekoderów wykonanych zarówno z elementów dyskretnych, jak i wykorzystujących układy scalone (UL1601N, UL1611N), stosowane są w procesie wydzielania sygnału pilota (19 kHz) i regeneracji podnośnej (38 kHz) układy selektywne z filtrami LC. Bardzo dokładne zestrojenie tych filtrów jest konieczne w celu zapewnienia prawidłowego odtworzenia sygnału podnośnej, tj. jego częstotliwości oraz fazy, na podstawie sygnału pilota.

Podczas długotrwałej pracy tunera, w elementach filtrów LC powstają niekorzystne zmiany spowodowane temperaturą oraz procesem starzenia. Zmiana częstotliwości rezonansowej filtrów prowadzi do zakłócenia procesu regeneracji podnośnej. Następuje znaczne pogorszenie się jakości odbioru stereofonicznego, gdyż maleje separacja kanałów oraz wzrasta podatność odbiornika na wpływ zakłóceń i szumów.

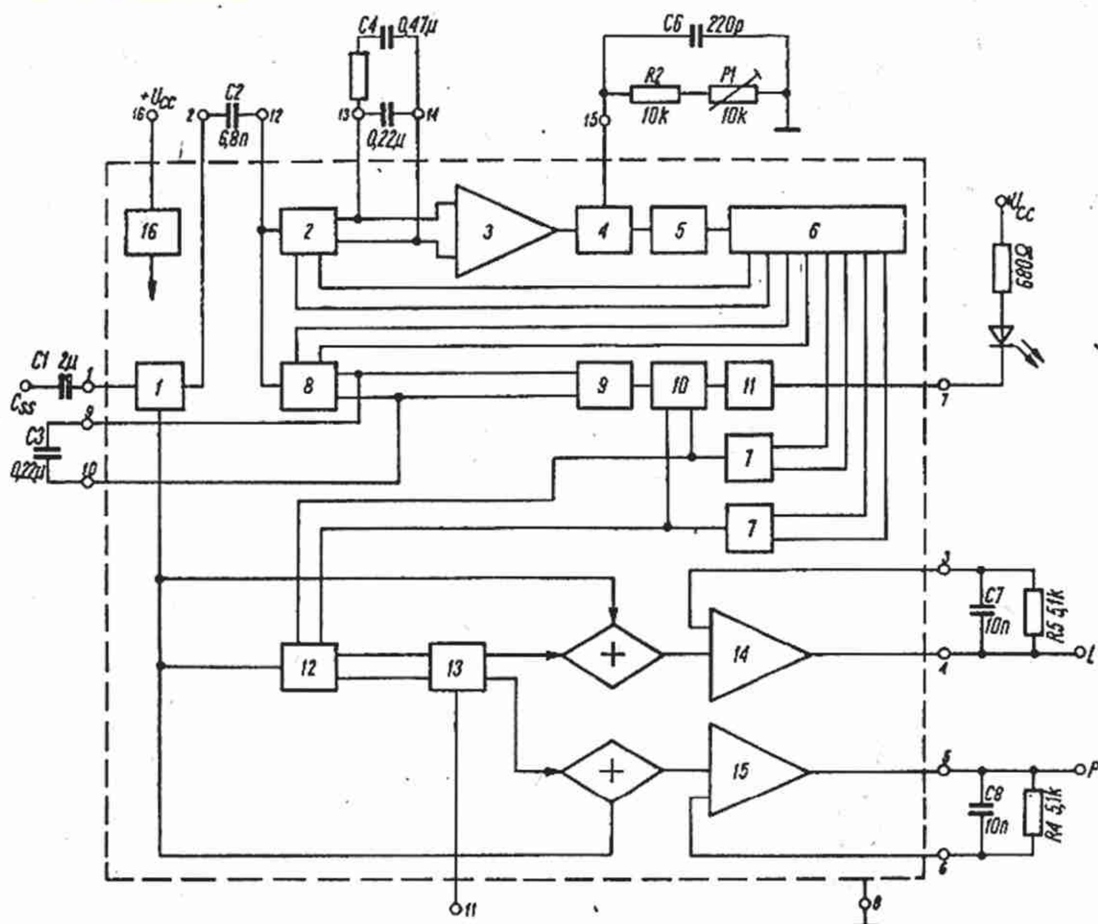
Likwidacja wymienionych wad jest możliwa dzięki zastosowaniu układu pomiarowego, pozbawionego elementów indukcyjnych, jakim jest m. in. opisany poniżej scalony dekoder stereofoniczny UL1621N, wykorzystujący pętlę ze sprzężeniem fazowym PLL. W porównaniu z tradycyjnymi dekoderami (tabl.) wykazuje on znacznie mniejsze zniekształcenia nieliniowe, mniejsze szumy oraz większe tłumienie przesłuchu międzykanałowego. Przeznaczony jest zatem głównie do stosowania w sprzęcie radiowym wyższej klasy.

Ze względu na to, że nie wszyscy czytelnicy posiadają nr 1/83 „Re", podano poniżej krótki opis budowy dekodera stereofonicznego UL1621N.

Schemat blokowy dekodera przedstawiono na rys. 1. Bloki oznaczone numerami 2...6 tworzą pętlę PLL. Całkowity sygnał stereofoniczny (CSS) po wzmocnieniu we wzmacniaczu wejściowym (1) jest doprowadzony m. in. przez kondensator C2 do detektora fazy (2). Po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy z zewnętrznymi elementami R1, C4 i C5 i wzmacniacz prądu stałego (3), sygnał jest doprowadzany do generatora przestrajanego napięciem (4).

Porównanie parametrów scalonych dekoderów stereofonicznych produkowanych przez CEMI

Parametr	Symbol (jednostka)	UL1601N	UL1611N	UL1621N
Zniekształcenia nieliniowe	h [%]	1	1,5	0,2
Stosunek sygnału do szumu	S/N [dB]	–	–	85
Przesłuch międzykanałowy S [dB]	S [dB]	30	30	40



Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego UL1621N

Częstotliwość generatora (228 kHz) jest określona parametrami elementów C6, R2 i P1. W wyniku dzielenia przez 2 w dzielniku częstotliwości (5) oraz przez 6 w dzielniku pracującym w układzie licznika Johnsona (6) otrzymuje się zespół sygnałów o częstotliwości 19 kHz, o określonych przesunięciach fazowych względem siebie. Jeden z tych sygnałów jest doprowadzany do detektora fazy (2), zamykając tym samym pętlę PLL.

Całkowity sygnał stereofoniczny oraz jeden z przebiegów o częstotliwości 19 kHz otrzymywanych z licznika Johnsona jest kierowany do detektora synchronizmu (8). Gdy przebiegi te są w fazie, sygnał otrzymywany z detektora synchronizmu ma największą wartość. Po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy, którego zewnętrznym elementem jest kondensator C3, sygnał jest doprowadzany do przerzutnika Schmitta (9). Przerzutnik ten przy odpowiedniej wielkości sygnału uruchamia przełącznik stereo (10). Zaświeca się wówczas sterowana przez wzmacniacz (11) dioda świecąca (dołączona do końcówki 7 układu scalonego).

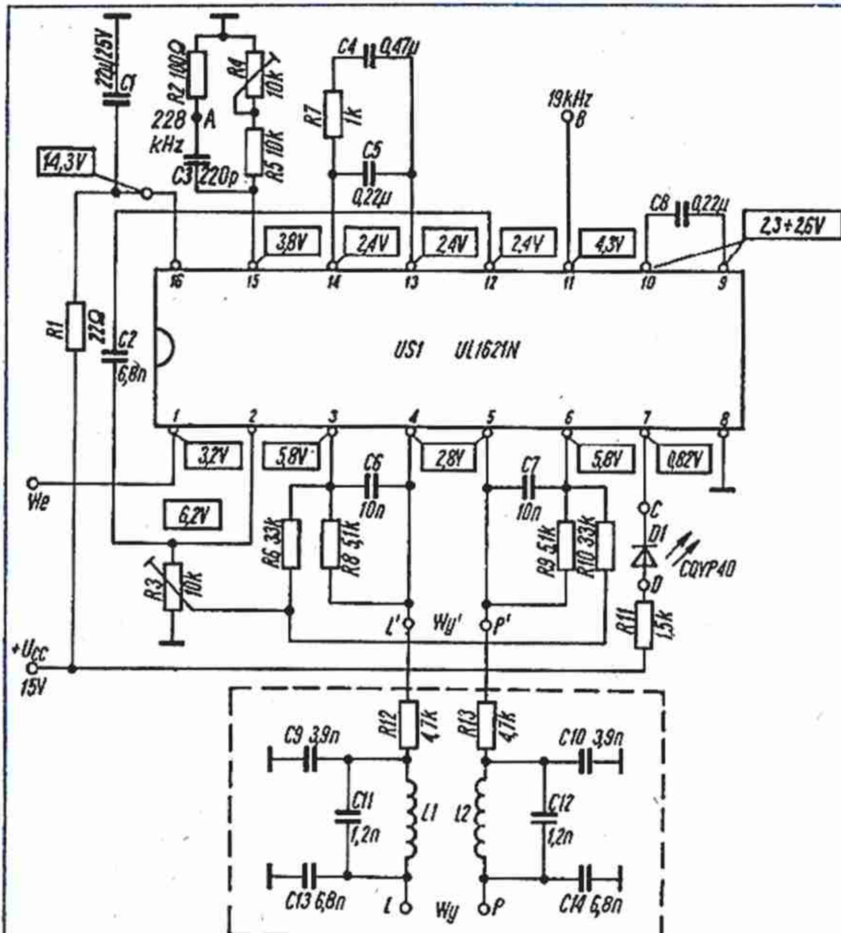
Przebieg o częstotliwości 19 kHz otrzymywany z dzielnika (6) jest doprowadzany także do dwóch bramek EXCLUSIVE-OR (7). W bramkach tych są formowane przebiegi o częstotliwości podnośnej 38 kHz i kierowane do detektora synchronizmu (12). W opisanym stanie synchronizmu detektor synchronizmu wytwarza sygnał różnicy lewego i prawego kanału (L-P). Po zsumowaniu z sygnałem sumy (L+P) otrzymuje się przebiegi lewego i prawego kanału. Sygnały te po wzmocnieniu we wzmacniaczach (14 i 15) są kierowane do wyjść układu scalonego.

Elementy zewnętrzne R4, C8 dla kanału prawego oraz R5 i C7 dla lewego służą do odpowiedniego ukształtowania charakterystyki częstotliwościowej wzmacniaczy (14) i (15). Określają one wzmocnienie oraz tłumią częstotliwości większe niż 19 kHz. Dodatkowo spełniają funkcję deemfazy. Blok oznaczony na rysunku (13) jest wykorzystywany do płynnej regulacji separacji kanałów zależnie od wartości napięcia przyłączonego do końcówki 11 układu scalonego. Wewnętrzny stabilizator napięcia (16) umożliwia poprawną pracę dekodera w dużym zakresie napięć zasilania.

Schemat połączeń dekodera stereofonicznego, wyposażonego w prosty filtr dolnoprzepustowy służący do tłumienia sygnału pilota o częstotliwości 19 kHz oraz podnośnej o częstotliwości 38 kHz, przedstawiono na rys. 2. Filtr ten zapobiega powstawaniu zakłóceń podczas nagrywania audycji stereofonicznych na magnetofon. Jeśli nie ma filtru, może wystąpić zjawisko interferencji sygnału pilota z sygnałem otrzymywanym z generatora prądu podkładu. Produkty tego procesu o częstotliwościach akustycznych mogą niekorzystnie wpłynąć na jakość nagrania.

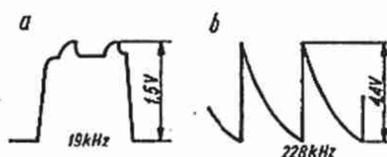
Rezystor R4 (nastawny) służy do ustawienia częstotliwości 228 kHz przebiegu otrzymywanego z generatora przestrajanego napięciem. W punkcie A układu przebieg napięcia powinien mieć kształt jak na rys. 3. Jednocześnie z sygnałem o częstotliwości 228 kHz (na końcówce 15), na końcówe 11 (punkt testowy B) pojawia się przebieg piłokształtny o częstotliwości 19 kHz. Zaświeci się wówczas dioda D1.

Rezystor nastawny R3 oraz współpracujące z nim elementy służą do kompensacji tłumienia składowej L–P sygnału stereofonicznego znajdującej się w górnej części widma, przez obwody p.cz. odbiornika radiofonicznego. Tworzą one dodatkowy obwód sprzężenia zwrotnego zmniejszający w odpowiednim stosunku wzmocnienie napięciowe dekodera i polepszający tłumienie przesłuchu między kanałami. Niektóre odbiorniki radiowe, takie jak



Rys. 2. **Schemat dekodera stereofonicznego wraz z filtrem dolnoprzepustowym.** Elementy filtru są oznaczone linią przerywaną. Napięcia w układzie podane przy napięciu zasilającym 15 V i przy odłączonym rezystorze R3

Rys. 3. Przebiegi testowe
a – przybliżony kształt napięcia o częstotliwości 228 kHz w punkcie A
b – przybliżony kształt napięcia o częstotliwości 19 kHz (pilota) w punkcie B (końcówka 11 układu scalonego)

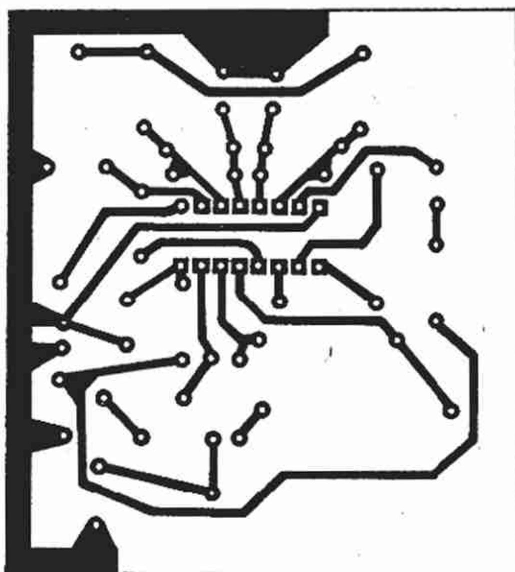


„Amator-2 Stereo" czy „Kleopatra", zostały fabrycznie wyposażone w filtr dolnoprzepustowy, tłumiący sygnał pilota oraz podnośnej, inne zaś nie mają go. W związku z tym zaprojektowano dwie odmiany zastosowania układu scalonego UL1621N. Pierwsza, bez filtru, nadaje się do zamontowania w odbiornikach „Amator" i „Kleopatra". Płytkę drukowaną dekodera (bez filtru) przedstawioną na rys. 4, należy zmontować zgodnie ze schematem montażowym z rys. 5. Druga odmiana, wyposażona w filtr dolnoprzepustowy, może służyć do zamontowania w tunerze „Meluzyna". Płytkę drukowaną tego dekodera przedstawiono na rys. 6, a schemat montażowy na rys. 7.

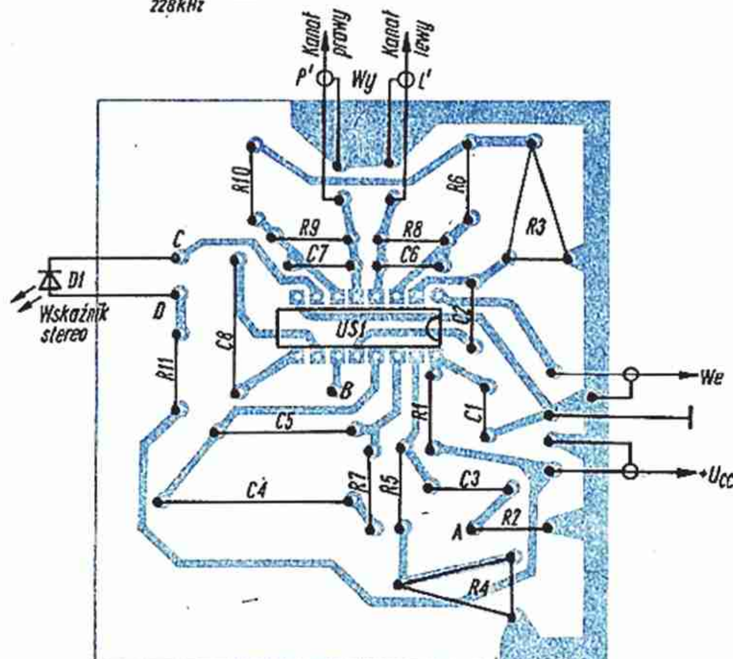
Sposób włączenia płytki dekodera do układu odbiornika „Amator-2 Stereo" przedstawiono na rys. 8. Wejście dekodera dołączono do ujemnej końcówki kondensatora C303. Wyjścia lewego L' i prawego P' kanału dekodera przyłączono do dodatnich końcówek kondensatorów C308 i C309 układu odbiornika. Napięcie zasilania +14,3 V doprowadzono z punktu dołączenia emitera tranzystora T601 znajdującego się w stabilizatorze napięcia do punktu oznaczonego $+U_{CC}$. Diodę świecącą D301 (wskaźnik stereo) odłączono od punktów K29 i K17 odbiornika i połączono z punktami C i D nowego dekodera.

Masę dekodera połączono z masą odbiornika. Połączenia wejściowe i wyjściowe wykonano przewodami ekranowanymi. Ekran przewodów połączono z masą dekodera.

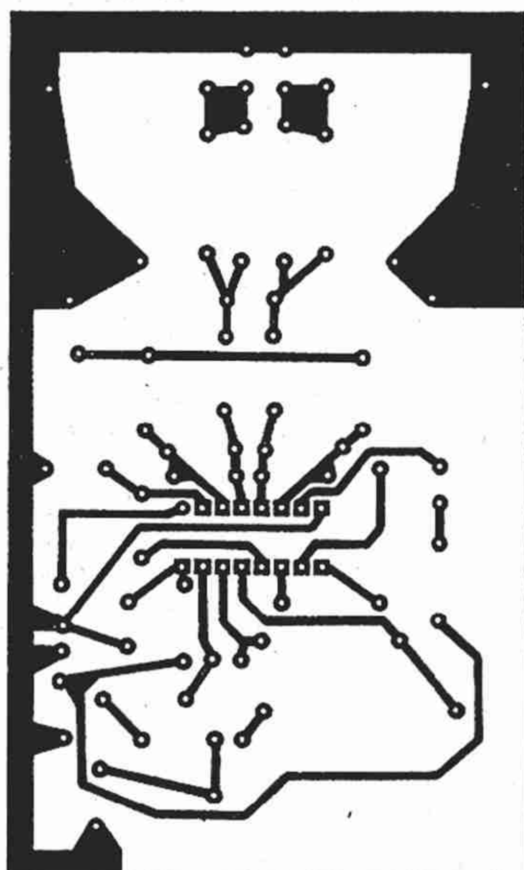
Sposób włączenia płytki dekodera do układu tunera „Kleopatra" przedstawio-



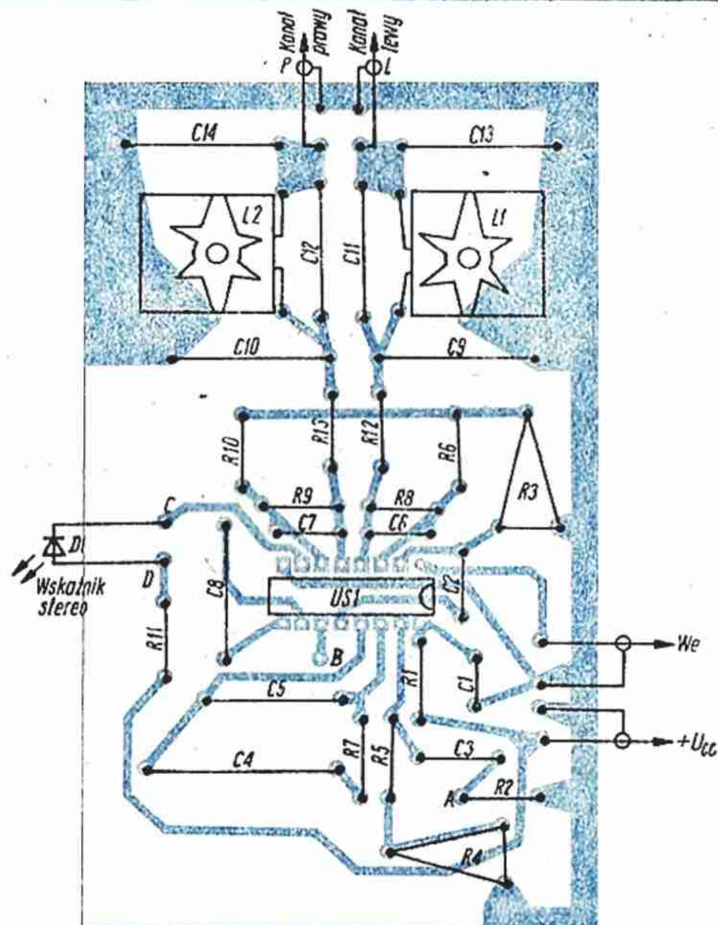
Rys. 4. Płytka z układem połączeń dekodera (bez filtru dolnoprzepustowego) – widok od strony druku (skala 1:1)



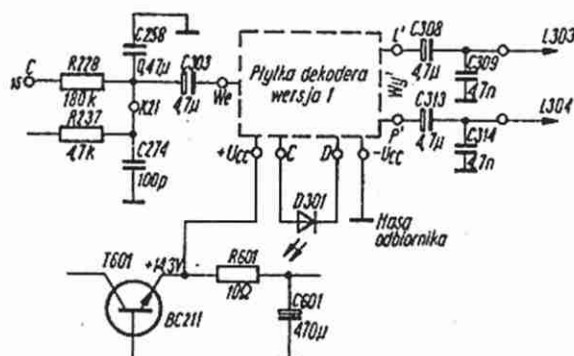
Rys. 5. Schemat montażowy dekodera (bez filtru dolnoprzepustowego)



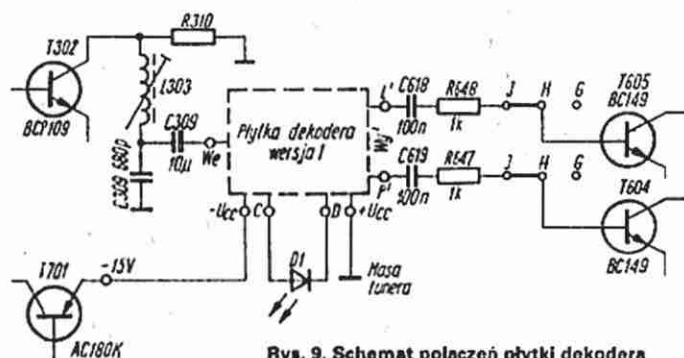
Rys. 6. Płytka układu dekodera z filtrem dolnoprzepustowym – widok od strony druku (skala 1:1)



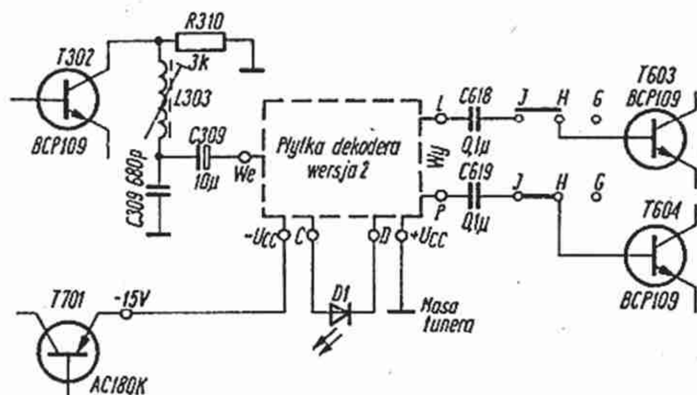
Rys. 7. Schemat montażowy dekodera z filtrem dolnoprzepustowym



Rys. 8. Schemat połączeń płytki dekodera z układem odbiornika „Amator-2 Stereo"



Rys. 9. Schemat połączeń płytki dekodera z układem tunera „Kleopatra"



Rys. 10. Schemat połączeń płytki dekodera z układem tunera „Meluzyna"

no na rys. 9. Wejście dekodera połączono z dodatnią końcówką kondensatora C309. Masę dekodera połączono z emiterem tranzystora T701 (–15 V) znajdującego się w stabilizatorze zasilacza tunera, a masę tunera (+) dołączono do punktu oznaczonego na rys. 2 symbolem $+U_{CC}$. Diodę świecącą D1 umieszczono w dogodnym miejscu płyty czołowej tunera. Doprowadzenia diody dołączono do punktów D i C układu dekodera. Wyjścia dekodera prawego P' i lewego L' kanału dołączono do końcówek kondensatorów C618 i C619 w sposób przedstawiony na rys. 9.

Połączenia wejściowe i wyjściowe wykonano przewodami ekranowanymi. Ekran przewodów dołączono do masy dekodera.

Falomierz-generator

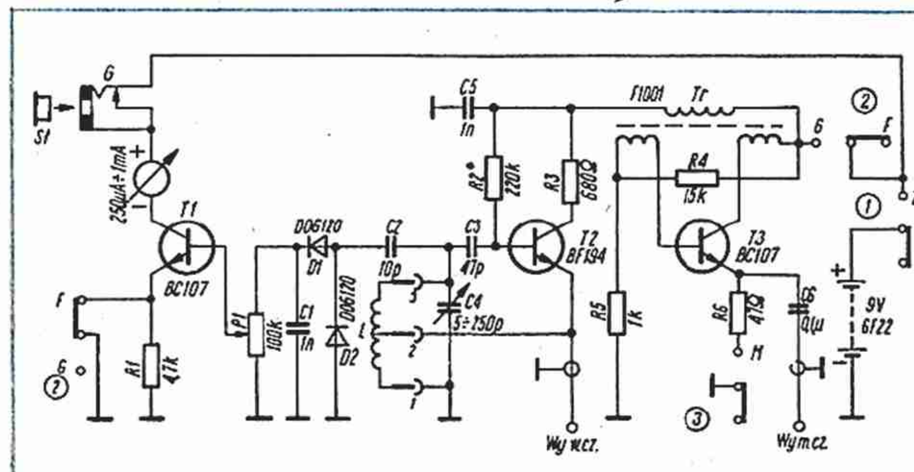
mgr inż. ANDRZEJ JANECZEK

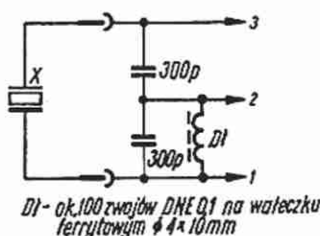
Opis konstrukcji falomierza-generatora był już kilkakrotnie zamieszczany na naszych łamach, jednak ze względu na wszechstronne zastosowanie tego uniwersalnego przyrządu w pracowni radioelektronika-krótkofalowca, jak również ze względu na początkujących krótkofalowców warto przedstawić jeszcze jedną, bardzo prostą wersję tego urządzenia.

Opisany przyrząd jest potocznie nazywany w literaturze skrótem TDO (Trans-Dip-Oscillator), który jest odpowiednikiem lampowego GDO (Grid-Dip-Oscillator).

Schemat ideowy falomierza-generatora przedstawiono na rysunku 1. Podstawowym elementem TDO jest strojony obwód rezonansowy, w skład którego wchodzi wymienna nie ekranowana cewka umieszczona na zewnątrz przyrządu oraz kondensator obrotowy, zaopatrzony w podziałkę częstotliwości. Użyto kondensatora KPOM 80/165 z odbiornika „Koliber" (z równolegle połączonymi sekcjami). Generator w układzie Hartley'a wykonano z tranzystorem T2 (BF194). Rezystor polaryzacji bazy tranzystora T2 oznaczony gwiazdką należy dobrać przy pokrycia każdego z zakresów konieczna jest regulacja czułości wskaźnika przy przestrajaniu generatora w pełnym zakresie częstotliwości. Czynność tę umożliwia potencjometr P1.

Podczas pracy urządzenia oraz ustawionym przełączniku w pozycji G, nie ekranowana cewka L promieniuje energię w.cz. o wybranej wartości częstotliwości. W tej pozycji mikroamperomierz wskazuje pewną wartość prądu zależną od ustawienia potencjometru P1. Sygnał w.cz. można odbierać dzięki sprzężeniu z wymienną





Rys. 1. Schemat układu falomierza-generatora

Rys. 2. Sposób połączenia rezonatora kwarcowego z TDO

Wykonany model jest wykorzystywany w szerokim zakresie częstotliwości jako:

- generator niemodulowanych sygnałów w.cz. ze wskaźnikiem amplitudy generowanego napięcia
- generator sygnałów o modulowanej amplitudzie
- kalibrator kwarcowy
- falomierz absorpcyjny
- generator m.cz.

włączonej cewce oraz ustawionym rotorze kondensatora w środkowym położeniu tak, aby prąd kolektora wynosił 1,5...2,0 mA. Napięcie w.cz. z generatora jest prostowane w układzie podwajacza napięcia z diodami D1, D2 typu DOG120. Tranzystor T1 jest wzmacniaczem prądu stałego mającym w obwodzie kolektora mikroamperomierz od magnetofonu ZK-140. Ze względu na duży współczynnik cewką lub bezpośrednio z wyprowadzenia dołączonego do emitera T2.

Jeżeli obwód rezonansowy TDO zostanie sprzęgnięty z innym obwodem o identycznej częstotliwości rezonansowej, mikroamperomierz wskaże spadek wartości prądu wzmacniacza. Dzieje się tak dlatego, że przy zgodności obu częstotliwości badany obwód pobiera część energii z obwodu generatora i jego amplituda zmniej-

---

←

Sposób dołączenia płytki dekodera do układu tunera „Meluzyna" przedstawiono na rys. 10.

Jak już wspomniano, układ fabryczny dekodera nie jest wyposażony w filtr dolnoprzepustowy i dla tego rodzaju odbiorników zaprojektowano układ wyposażony w prosty filtr dolnoprzepustowy. Indukcyjności cewek L1 i L2 filtrów powinny wynosić w przybliżeniu po 15 mH. W tym celu należy nawinąć na rdzeniu kubkowym typu M18/11 (produkcji ZMM „Polfer"), o stałej A_1 = 200, 280 zwojów drutu Cue o średnicy 0,18 mm.

Płytkę dekodera można umocować w tunerze, wykorzystując do tego celu wspornik żarówki oświetlającej podziałkę. Wejście dekodera połączono z dodatnią końcówką kondensatora C309. Wyjścia kanałów, lewego L i prawego P, dołączono do kondensatorów C618 i C619 w sposób przedstawiony na rys. 10.

Masę dekodera połączono z emiterem tranzystora T701 (–15 V). Diodę świecącą D1 po umieszczeniu w płycie czołowej tunera połączono przewodem z punktami C i D układu dekodera. Masę tunera (+) połączono z punktem oznaczonym symbolem $+U_{CC}$. Połączenia wyjściowe i wejściowe wykonano przewodami ekranowanymi. Ekran przewodów dołączono do masy dekodera.

Po umieszczeniu i dołączeniu nowego dekodera należy uruchomić jego układ. W tym celu podczas odbioru programu stereofonicznego trzeba ustawić suwak rezystora nastawnego R4 w pozycję, w której zaświeci się dioda D1. Suwak rezystora nastawnego R3 ustawia się w pozycji, przy której nastąpi minimum przesłuchów między kanałami.

LITERATURA

Rudnicki C.: Dekoder sygnału stereofonicznego UL1621N. „Radioelektronik" nr 1/83.

sza się; występuje tak zwany „dip". Jeżeli brak jest zasilania generatora (przełącznik w pozycji F) układ działa jako falomierz absorpcyjny. Cewkę rezonansową można zastąpić układem z rys. 2. Otrzymamy wówczas schemat układu generatora kwarcowego. Na wyjściu w.cz. pojawia się wtedy sygnał o częstotliwości rezonansu równoległego kwarcu. Pracę generatora sygnalizuje wychylenie wskazówki mikroamperomierza.

Po ustawieniu przełącznika w pozycji M włącza się generator modulacyjny, pracujący z tranzystorem T3 w układzie Meissner'a. Transformator wykonano na rdzeniu kubkowym F1001 przez nawinięcie trzech uzwojeń po 100 zwojów drutu DNEJ 01. W przypadku braku generacji należy skrzyżować doprowadzenia do bazy lub do kolektora tranzystora T3. Częstotliwość generacji można dobrać stosując odpowiedni kondensator w obwodzie kolektora.

Generator m.cz. zmontowano na małej płytce drukowanej, a generator w.cz. i wzmacniacz bezpośrednio na wyprowadzeniach ośmiostykowej podstawki lampowej typu „oktal".

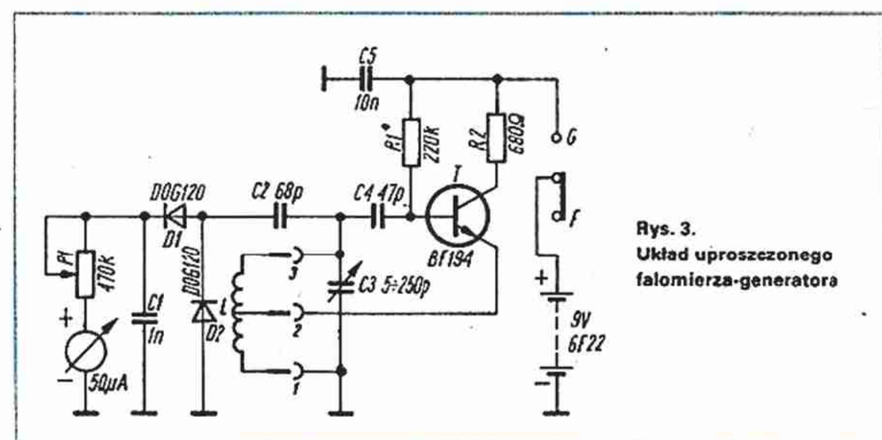
Cewki umieszczono w podstawkach oktalowych od starych lamp radiowych, a końce ich przylutowano do istniejących wyprowadzeń. Po ustaleniu wymaganej liczby zwojów cewkę zalano żywicą epoksydową oraz naklejono krążek z naniesionym numerem podzakresu. Dla poszczególnych podzakresów zastosowano cewki o następującej liczbie zwojów:

0,35...1 MHz – 170 zw. DNE 0,1, odczep po 40 zwoju,
1...3,5 MHz – 50 zw. DNE 0,2, odczep po 15 zwoju,
3,5... 12 MHz – 14 zw. DNE 0,5, odczep po 5 zwoju,
12...35 MHz – 5 zw. DNE 0,8, odczep po 2 zwoju,
35...100 MHz – 1 zw. CuAg 1,0, odczep dobrany doświadczalnie tak, aby dla maksimum wychylenia mikroamperomierza uzyskać minimalną wartość pojemności kondensatora.

Średnica wszystkich cewek wynosi 2,5 cm, zaś miejsca odczepów wyznaczono, licząc zwoje od strony masy.

Ze względu na fakt, że podzakresy 0,35...1, 3,5...12, 35...100, jak również 1...3,5, 12...35 mają bardzo zbliżony charakter podziałki, można zastosować tylko dwie podziałki. Wzorcowanie przyrządu można przeprowadzić przez porównanie obranej częstotliwości z dobrze zestrojonym odbiornikiem, falomierzem cyfrowym lub generatorem w.cz.

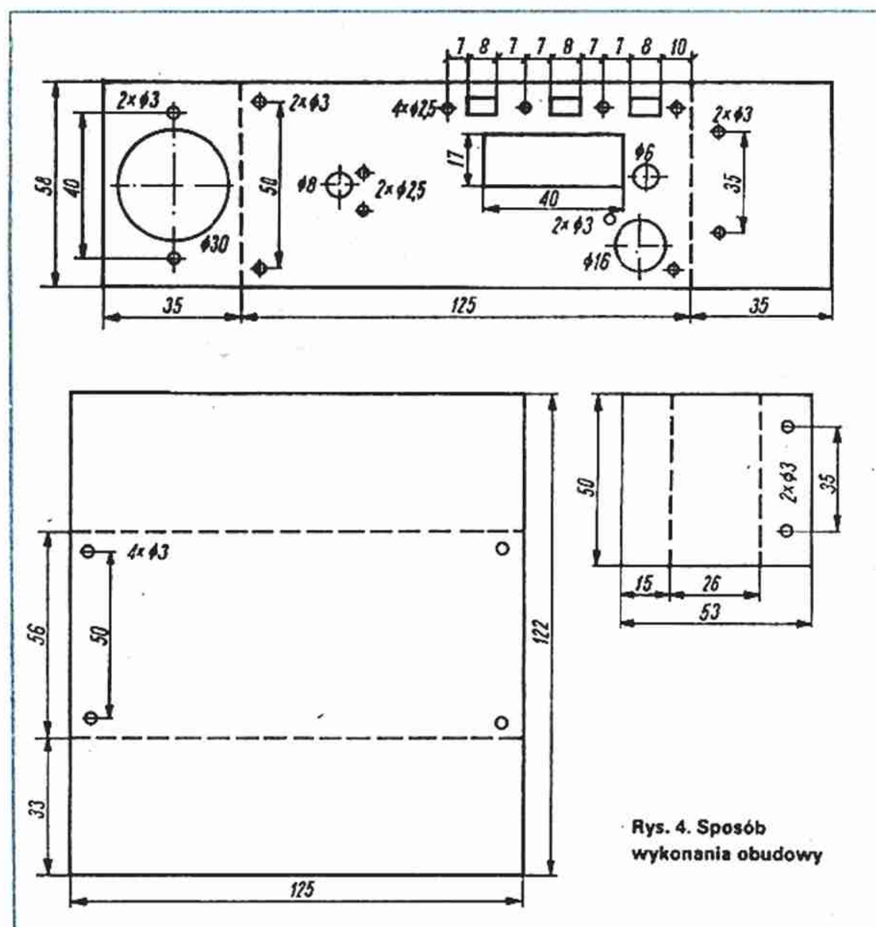
Mając do dyspozycji mikroamperomierz o czułości 50 μA, np. M592 (produkcji radzieckiej) oraz rezygnując z modulacji amplitudy można układ elektryczny z rys. 1 uprościć do postaci przedstawionej na rys. 3. Należy nadmienić, że bezpośredni montaż generatora na wyprowadzeniach podstawki oktal zapewnia bardzo krótkie połączenia w obwodzie generującym, co jest bardzo istotne szczególnie w zakresie UKF.



Rys. 3. Układ uproszczonego falomierza-generatora

Części składowe obudowy falomierza-generatora przedstawiono na rys. 4. Obudowę wykonano przez wygięcie w kształt litery U dwóch płytek z blachy aluminiowej o grubości 1 mm. Sposób montażu obudowy przedstawiono na rys. 5. Na górną część obudowy naklejono biały karton, na który naniesiono podziałkę oraz napisy. Całość przykryto płytką „pleksi" z odpowiednio wyciętymi otworami na przełączniki, mikroamperomierz itd. Urządzenie jest zasilane z baterii 9 V typu 6F22 umocowanej wewnątrz obudowy – jak to przedstawiono na rys. 5.

Układ opisanego wyżej modelu, po zastosowaniu podstawki ceramicznej, tranzystora BF200 zamiast BF194 i po usunięciu istniejących trymerów na kondensatorze zmiennym, umożliwił uzyskanie generowanej częstotliwości do około 160 MHz. W przypadku użycia cewki nawiniętej na pręcie ferrytowym (cewka od zakresu fal długich z odbiornika radiowego) otrzymano minimalną wartość częstotliwości około 150 kHz.



Rys. 4. Sposób wykonania obudowy

Opisany falomierz-generator umożliwia:

Pomiar częstotliwości rezonansowych pasywnego obwodu LC. W tym celu przełącznik ustawia się w pozycji G. Do cewki TDO zbliża się cewkę badanego obwodu LC i obraca pokrętłem z podziałką aż do uzyskania wyraźnego „dipu" na podziałce mikroamperomierza. Mierzoną częstotliwość odczytuje się z podziałki przyrządu.

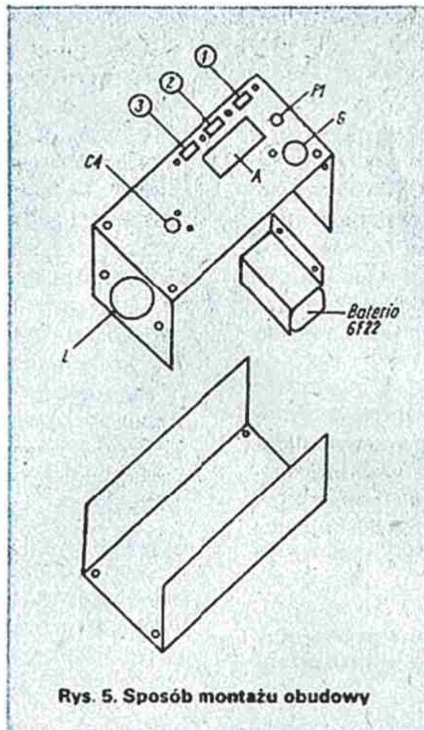
Strojenie obwodów rezonansowych w stanie pasywnym. Przełącznik wówczas znajduje się w pozycji G. Na skali przyrządu ustawia się żądaną wartość częstotliwości. Cewkę przyrządu sprzęga się ze strojonym obwodem i dostraja obwód do momentu uzyskania najmniejszego wychylenia wskazówki przyrządu.

Wyznaczanie częstotliwości rezonansowej czynnego obwodu drgań (pracującego w konkretnym układzie). Przełącznik ustawia się w pozycji F. Cewkę przyrządu sprzęga się z badanym obwodem i obraca pokrętłem przyrządu z podziałką aż do uzyskania maksymalnego wychylenia mikroamperomierza. Częstotliwość rezonansową odczytuje się ze skali przyrządu.

Strojenie nadajnika. Przełącznik ustawia się w pozycji F. Cewkę przyrządu sprzęga się z wyjściem antenowym sprawdzanego nadajnika, np. jednowstęgowego (oczywiście po obciążeniu wyjścia znamionową impedancją). Częstotliwość pracy nadajnika ustawiamy na podziałce przyrządu. Strojenie obwodów nadajnika odbywa się na maksimum wskazań mikroamperomierza, zaś modulator równoważy się na minimum wskazań.

Kontrola nadawania (monitor radiostacji). Do kontroli nośnej fali niemodulowanej przełącznik ustawia się w pozycji G. Do gniazda przyrządu włącza się słuchawki. Cewkę przyrządu sprzęga się z wyjściem antenowym. Należy pokręcić skalą przyrządu aż do uzyskania najbardziej przyjemnego tonu w słuchawkach. Do kontroli fali nośnej modulowanej amplitudowo przełącznik należy ustawić w pozycji F. Pozostałe czynności podano wyżej.

Generacja sygnałów w.cz. Przyrząd może służyć do orientacyjnego strojenia odbiorników po umieszczeniu go w bliskim sąsiedztwie wejścia antenowego odbiornika i ustawieniu na podziałce wymaganej wartości częstotliwości. Chcąc uzyskać sygnał modulowany amplitudowo należy ustawić dodatkowo przełącznik w pozycji M. Obwody odbiornika stroi się na maksimum mocy odbieranego sygnału.



Rys. 5. Sposób montażu obudowy

Kontrola aktywności i częstotliwości rezonatorów kwarcowych. Wyprowadzenia rezonatora łączy się „linkiem" z dwoma zwojami przewodu izolowanego nałożonymi na cewkę przyrządu. Przełącznik ustawia się w pozycji G. Skalą przyrządu należy obracać bardzo powoli, gdyż rezonans jest bardzo ostry.

Kalibrator kwarcowy. W tym celu cewkę pomiarową należy zastąpić przystawką z rezonatorem kwarcowym, wykonaną zgodnie z schematem z rys. 3, umieszczonym w cokole lampy typu oktal. Kondensator obrotowy ustawia się w skrajnym położeniu na maksimum częstotliwości. Jeżeli kwarc jest sprawny, to mikroamperomierz wskaże napięcie w.cz. Generator wówczas wytwarza częstotliwość równą częstotliwości podstawowej (rezonansu równoległego) kwarcu. Zastosowanie kwarcu o częstotliwości np. 1 MHz umożliwia kalibrację częstotliwości w odbiornikach. Równoległe włączenie do wyjścia generatora dowolnej diody w.cz. w szereg z rezystorem rzędu 4,7 kΩ powoduje silne zniekształcenia sygnału wyjściowego zwiększając w ten sposób zawartość harmonicznych i rozszerzając zakres kalibracji nawet do UKF.

Wskaźnik natężenia pola. Przełącznik znajduje się w pozycji F. TDO powinien być umieszczony w polu promieniowania anteny. W celu zwiększenia jego czułości – z cewką przyrządu można złączyć kawałek przewodu pełniącego funkcję anteny. W ten sposób można określać charakterystykę promieniowania anteny. Czułość przyrządu musi pozostać stała przez cały czas pomiaru.

Wskaźnik częstotliwości rezonansowych anten. W przypadku anten niesymetrycznych nakłada się na cewkę przyrządu „link" (2 zwoje), który łączy się z przewodem zasilającym antenę. Przełącznik ustawia się w pozycji G i obraca pokrętłem z podziałką aż do wystąpienia „dipu" W przypadku anten symetrycznych „link" musi mieć 3 zwoje, z których środkowy łączy się z masą TDO.

Pomiar indukcyjności cewek. W tym celu badaną cewkę należy połączyć w układ rezonansu równoległego z kondensatorem o znanej pojemności, po czym określić częstotliwość rezonansową tak powstałego obwodu LC. Indukcyjność wylicza się z wzoru:

$$L_x = \frac{25\,300}{Cf^2}$$

(L – μH, C – pF, f – MHz)

Pomiar pojemności kondensatorów. Badany kondensator należy połączyć w układ rezonansu równoległego z cewką o znanej indukcyjności. Znając częstotliwość rezonansową układu wyliczamy pojemność ze wzoru:

$$C_x = \frac{25\,300}{Lf^2}$$

Sprawdzanie torów m.cz. Ustawia się przełącznik w pozycji M. Sygnał akustyczny odbiera się z gniazda wyjściowego m.cz.

Generacja pasów poziomych w odbiorniku telewizyjnym. Cewkę przyrządu sprzęga się z wejściem antenowym odbiornika. Ustawia się przełącznik w pozycji GM i dostraja przyrządem do odpowiedniego kanału odbiornika. Przy częstotliwości modulującej 400 Hz na ekranie odbiornika pojawia się 8 pasów poziomych.

Przy korzystaniu z falomierza-generatora trzeba pamiętać, że dokładność pomiarów jest rzędu ±5...10% i maleje przy zwiększaniu sprzężenia z urządzeniem badanym. Pierwszy najbardziej widoczny „dip" na podziałce oznacza właściwą częstotliwość rezonansową, pozostałe „dipy" (z reguły mniej wyraźne) są częstotliwościami harmonicznymi. Przy znajdowaniu częstotliwości rezonansowych obwodu NLC w układzie, „dip" może być mało wyraźny ze względu na tłumienie współpracujących tranzystorów. Przy pewnej wprawie można orientacyjnie określić dobroć badanego obwodu rezonansowego: im większa dobroć, tym „dip" jest ostrzejszy.

Układy scalone CMOS

inż. ROMAN MAKSYMOWICZ

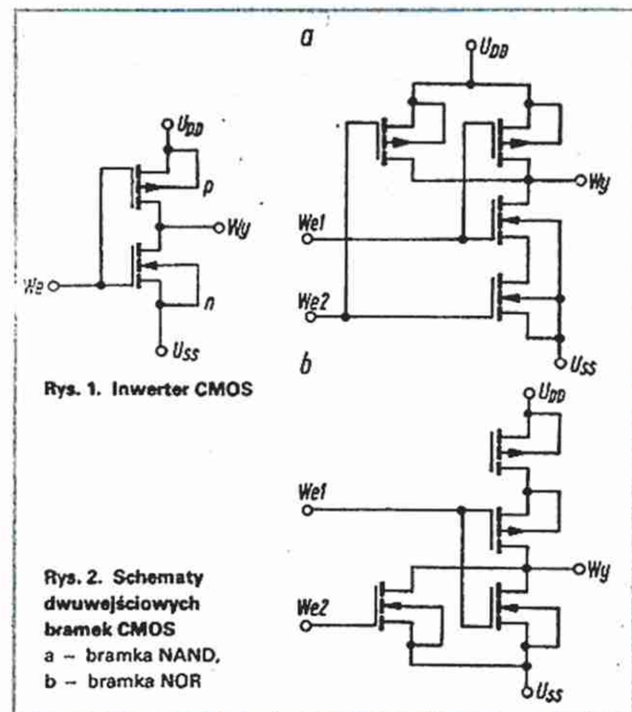
W Naukowo-Produkcyjnym Centrum Półprzewodników są produkowane unipolarne układy cyfrowe CMOS. Wiele typów układów jest już w sprzedaży detalicznej. W artykule podano ich parametry, zależności zachodzące między parametrami, zasadę działania, zasady i zalecenia eksploatacyjne umożliwiające wybór właściwego zastosowania i eliminację uszkodzeń układu powstających podczas montażu i uruchomiania urządzeń.

Wykorzystanie tranzystorów MOS o różnych typach przewodnictwa umożliwiło realizację struktur komplementarnych określanych jako układy CMOS (ang. Complementary Metal-Oxide-Semiconductor). Układy CMOS są zbudowane z tranzystorów wzbogaconych „n" i „p" kanałowych, wytworzonych na jednej płytce krzemowej. Do zalet układów CMOS należy zaliczyć:

- szeroki zakres napięć zasilania (od 3 do 18 V)
- bardzo mały pobór mocy w stanie statycznym (10 nW na bramkę)
- dużą odporność na zakłócenia „stałoprądowe" (45% napięcia zasilania)
- dużą impedancję wejściową (10^{12} Ω)
- małą impedancję wyjściową (ok. 500 Ω)
- symetrię charakterystyk wyjściowych w stanie niskim i wysokim
- wysoką stabilność temperaturową (w zakresie od –55°C do +125°C przesunięcie charakterystyki przejściowej wynosi ±1,5 %)
- szeroki zakres temperatury pracy (dla układów w obudowie ceramicznej od –55°C do +125°C, w obudowie plastykowej od 0°C do +70°C lub od –40°C do +85°C).

Układy logiczne CMOS znajdują zastosowanie wszędzie tam, gdzie jest wymagany mały pobór mocy i duża odporność na zakłócenia przy średnich szybkościach działania. Szczególnie są przydatne w urządzeniach przenośnych i w urządzeniach z buforowym zasilaniem.

Obecnie produkuje się dwie podstawowe serie układów CMOS: serię CD4000A firmy RCA oraz serię MM74C firmy National Semiconductor. Układy logiczne z serii MM74C są odpowiednikami funkcjonalnymi układów TTL. Układ końcówek został zachowany tak, jak w układach TTL serii 74.



Rys. 1. Inwerter CMOS

Rys. 2. Schematy dwuwejściowych bramek CMOS
a – bramka NAND,
b – bramka NOR

Istnieją także serie: CD4000B firmy RCA oraz 34000 firmy Fairchild, będące modyfikacjami serii CD4000A. Serie te, w porównaniu z serią CD4000A, różnią się zakresem dopuszczalnych napięć zasilania, wartościami czasów propagacji, sposobem definiowania parametrów oraz kształtem charakterystyk przejściowych. Inne wartości czasów propagacji oraz inne kształty charakterystyk przejściowych wynikają z zastosowania na wyjściach układów podwójnego buforowania.

W Naukowo-Produkcyjnym Centrum Półprzewodników jest produkowana seria układów logicznych CMOS o oznaczeniu MCY74. Seria ta pod względem rozkładu końcówek jest odpowiednikiem serii CD4000B. Aktualnie są dostępne następujące układy:

MCY74000N – dwukrotna 3-wejściowa bramka NOR + inwerter
MCY74001N – czterokrotna 2-wejściowa bramka NOR
MCY74002N – dwukrotna 4-wejściowa bramka NOR
MCY74011N – czterokrotna 2-wejściowa bramka NAND
MCY74012N – dwukrotna 4-wejściowa bramka NAND
MCY74013N – podwójny przerzutnik typu „D"
MCY74019N – czterokrotny multiplekser
MCY74023N – trzykrotna 3-wejściowa bramka NAND
MCY74025N – trzykrotna 3-wejściowa bramka NOR
MCY74027N – podwójny przerzutnik typu „JK"
MCY74028N – dekoder kodu 8421BCD na kod 1 z 10
MCY74030N – czterokrotna bramka Ex-OR
MCY74049N – sześciokrotny inwerter mocy
MCY74050N – sześciokrotny wzmacniacz
MCY74066N – czterokrotny klucz analogowy/multiplekser
MCY74069N – sześciokrotny inwerter
MCY74071N – czterokrotna 2-wejściowa bramka OR
MCY74081N – czterokrotna 2-wejściowa bramka AND
MCY74102N – dwudekadowy rewersyjny licznik BCD
MCY74103N – ośmiobitowy rewersyjny licznik binarny
MCY74724N – ośmiobitowy adresowalny przerzutnik typu „latch"
MCY71C03N – pamięć statyczna RAM o organizacji 1024×1 bitów

Końcówki przeznaczone do dołączenia napięcia zasilania są oznaczane jako U_{DD} lub U_{CC} (dodatni biegun źródła zasilania) oraz U_{SS} lub GND (masa). Układy mają logikę dodatnią, tzn. stanowi „0" odpowiada poziom niski U_{SS}, a stanowi „1" odpowiada poziom wysoki U_{DD}.

CHARAKTERYSTYKA UKŁADÓW LOGICZNYCH CMOS

Zasada działania

Podstawowym elementem układów logicznych CMOS jest inwerter, którego schemat przedstawiono na rys. 1. W inwerterze tym obciążenie tranzystora MOS z kanałem typu „n" stanowi tranzystor MOS z kanałem typu „p". Podłoże tranzystora n-MOS jest połączone z masą U_{SS}, a podłoże tranzystora p-MOS jest połączone z dodatnim biegunem źródła zasilania U_{DD}. Gdy do wejścia inwertera zostanie doprowadzony sygnał „0" (stan niski), to napięcie między bramką a podłożem tranzystora z kanałem typu „p" jest równe napięciu U_{DD} i tranzystor ten przewodzi. Na bramce tranzystora z kanałem typu „n" jest napięcie U_{SS} i tranzystor jest w stanie zatkania. Wyjście inwertera jest połączone ze źródłem zasilania U_{DD} przez rezystancję obwodu źródło-dren tranzystora z kanałem typu „p". Jeżeli do wejścia inwertera zostaje doprowadzony sygnał „1" (stan wysoki), tranzystor z kanałem typu „p" jest w stanie zatkania, a tranzystor z kanałem typu „n" przewodzi. Wyjście inwertera jest połączone ze źródłem zasilania U_{SS} przez rezystancję obwodu źródło-dren tranzystora z kanałem typu „n".

Schematy dwuwejściowych bramek NAND i NOR wykonanych technologią CMOS przedstawiono na rys. 2.

Szybkość przełączania

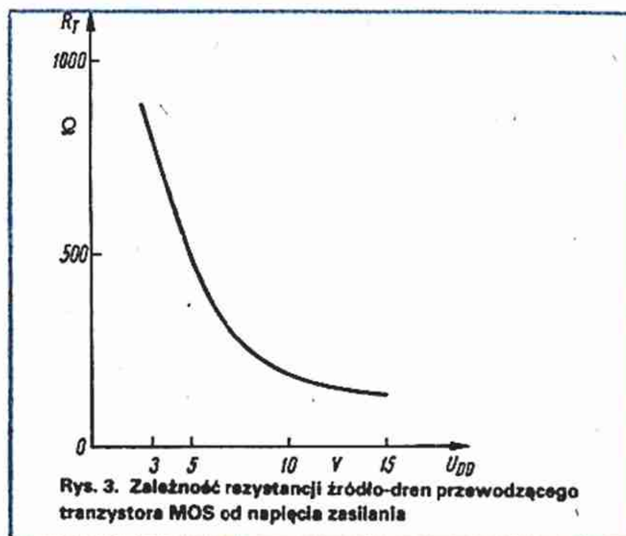
Szybkość przełączania inwertera CMOS na wyjściu z jednego stanu logicznego w drugi jest uzależniona od wartości rezystancji źródło-dren przewodzącego tranzystora MOS oraz pojemności obciążenia dołączonej do wyjścia inwertera. Czas przełączania jest określony zależnością:

$$t_p = 2{,}2\, R_T \cdot C_o$$

przy czym:
t_p – czas przełączania [s],
R_T – rezystancja źródło-dren przewodzącego tranzystora MOS [Ω],
C_o – pojemność obciążenia [F].

Rezystancja źródło-dren przewodzącego tranzystora MOS jest mała (rzędu kilkuset omów) i zależy od wartości napięcia zasilania w sposób przedstawiony na rys. 3. Ze wzrostem napięcia zasilania U_{DD} rezystancja ta maleje. Powoduje to zmniejszanie się czasu przełączania oraz wzrost dopuszczalnej szybkości pracy inwertera.

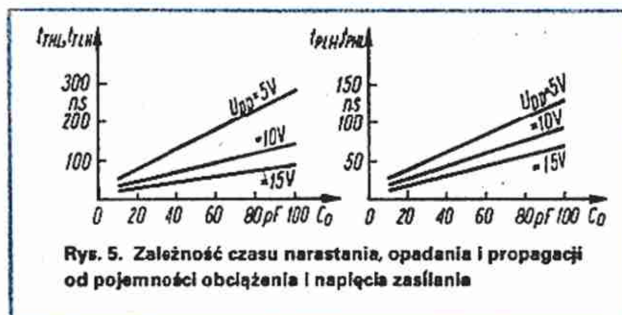
Czas narastania i opadania sygnału wyjściowego inwertera oraz czas propagacji sygnału przez inwerter, zależą także od napięcia zasilającego oraz od pojemności obciążenia.



Rys. 3. Zależność rezystancji źródło-dren przewodzącego tranzystora MOS od napięcia zasilania

Czas narastania t_{TLH} i opadania t_{THL} są zazwyczaj mierzone między 10% i 90% amplitudy sygnału wyjściowego. Czas propagacji określa się jako różnicę czasu między pojawieniem się zbocza narastającego lub opadającego sygnału wyjściowego a zmianą sygnału wejściowego. Czas ten w zależności od kierunku zmiany sygnału wejściowego jest określany jako t_{pHL} lub t_{pLH}.

Sposób definiowania czasu narastania, opadania i propagacji przedstawiono na rys. 4, a ich zależność od wartości napięcia zasilania i pojemności obciążenia na rys. 5.



Rys. 5. Zależność czasu narastania, opadania i propagacji od pojemności obciążenia i napięcia zasilania

Pobór mocy

Całkowity pobór mocy przez układ inwertera CMOS jest równy:

$$P = P_s + P_p + P_c$$

przy czym:
P_s – moc pobierana w warunkach statycznych,
P_p – moc tracona na przełączanie,
P_c – moc tracona na przeładowanie pojemności obciążenia.

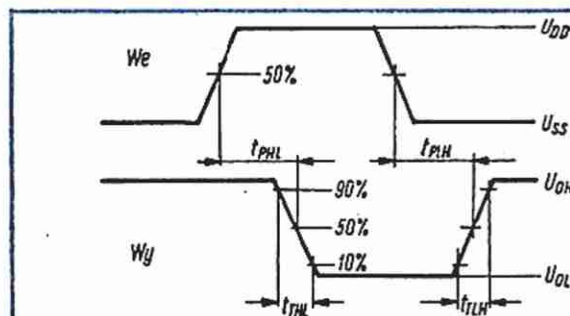
W warunkach statycznych z pary komplementarnej tranzystorów MOS inwertera przewodzi tylko jeden, drugi natomiast jest w stanie zatkania. Nie ma więc przepływu prądu między dodatnim biegunem źródła zasilania a masą. Istnieje tylko niewielki prąd upływu rzędu 10^{-6} μA. W czasie zmiany poziomu sygnału wejściowego inwertera występuje stan, gdy obydwa tranzystory przewodzą i przepływa prąd między dodatnim biegunem źródła zasilania a masą. Moc tracona na przełączanie jest zależna od czasu narastania i opadania sygnału wejściowego oraz od napięcia źródła zasilania według zależności:

$$P_p = \frac{1}{2}(U_{DD} - 2U_T) I_{max}(t_r + t_f)$$

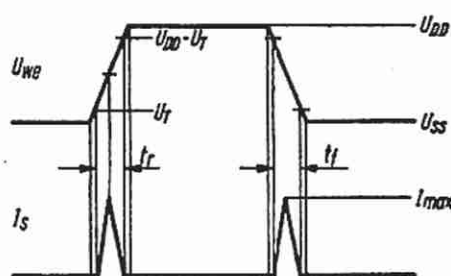
przy czym:
U_{DD} – napięcie źródła zasilania,
U_T – napięcie progowe tranzystorów MOS,
I_{max} – wartość prądu przełączania inwertera,

t_r – czas narastania sygnału wejściowego,
t_f – czas opadania sygnału wejściowego.

Przebiegi prądu i napięcia w czasie przełączania oraz sposób definiowania czasu t_r i t_f przedstawiono na rys. 6.
Czynnikiem decydującym o poborze mocy przez inwerter CMOS jest obciążenie pojemnościowe. Każda zmiana sygnału wyjściowego inwertera wymaga przeładowania pojemności



Rys. 4. Sposób definiowania czasu narastania, opadania i propagacji

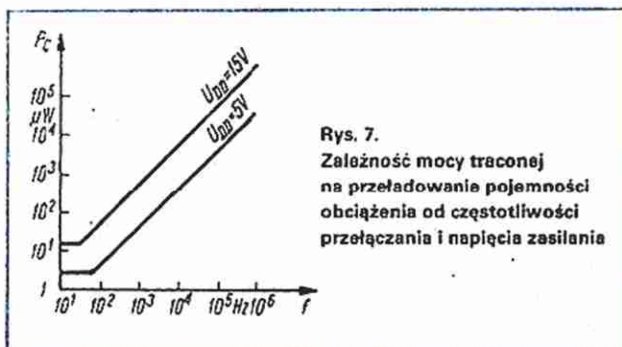


Rys. 6. Przebiegi prądu i napięcia w czasie przełączania inwertera CMOS

obciążenia. Moc traconą na przeładowanie tej pojemności określa wzór:

$$P_c = C_o \cdot U^2 \cdot f$$

w którym:
C_o – pojemność obciążenia,
U – napięcie źródła zasilania,
f – częstotliwość przełączania.



Rys. 7. Zależność mocy traconej na przeładowanie pojemności obciążenia od częstotliwości przełączania i napięcia zasilania

Zależność mocy traconej na przeładowanie pojemności obciążenia od częstotliwości przełączania oraz napięcia zasilania przedstawiono na rys. 7. Z punktu widzenia minimalizacji poboru mocy jest korzystne stosowanie jak najniższego napięcia zasilania; powoduje to jednak zmniejszenie odporności na zakłócenia i zmniejszenie szybkości działania.

Odporność na zakłócenia

Określenia odporności „stałoprądowej" inwertera CMOS na zakłócenia można dokonać na podstawie jego charakterystyki przejściowej. Kształt tej charakterystyki dla różnych napięć zasilania przedstawiono na rys. 8. Sygnał wejściowy wpływa na wartość napięcia wyjściowego tylko w wąskim obszarze zagięcia charakterystyki. Zakres ten można jeszcze zmniejszyć

ZASADY STOSOWANIA UKŁADÓW CMOS

Zasilanie

Napięcie zasilania układów CMOS może przyjmować wartości z zakresu 3...18 V. Maksymalna dopuszczalna wartość napięcia zasilania układów krajowych z serii MCY74 wynosi 20 V.

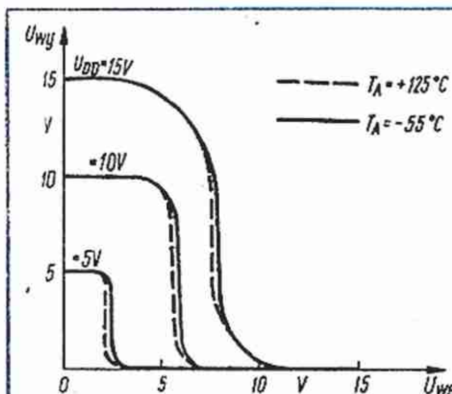
Stosowanie niskich napięć zasilania jest zalecane w przypadku, gdy wymaga się małego poboru mocy. Wyższe napięcia zasilania należy stosować w przypadku, gdy jest potrzebna duża odporność układów na zakłócenia oraz duża częstotliwość pracy. Ze względu na szeroki zakres napięć zasilania oraz dużą odporność na zakłócenia, układy CMOS mogą być zasilane napięciami niestabilizowanymi.

Amplituda sygnału wejściowego

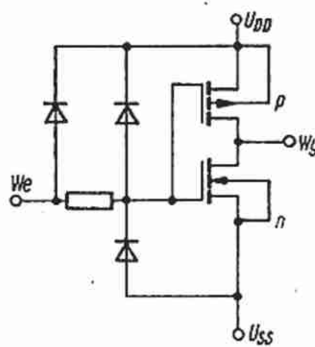
Duża rezystancja wejściowa (10^{12} Ω) sprawia, że układy CMOS są wrażliwe na przebicie spowodowane ładunkiem elektrostatycznym. Stosuje się więc specjalne wewnętrzne zabezpieczenia diodowe wejść i wyjść.

Schemat typowego obwodu zabezpieczającego wejście układu CMOS przedstawiono na rys. 9. Układ ten zabezpiecza wejście przed przebiciem ładunkiem elektrostatycznym zgromadzonym w kondensatorze 250 pF naładowanym do napięcia 1...2 kV.

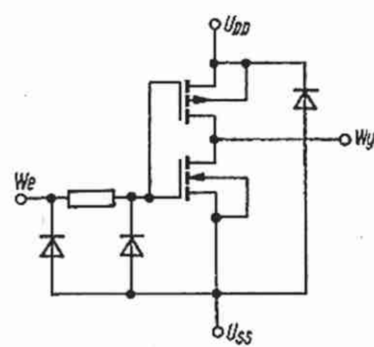
W wyniku zastosowania obwodów zabezpieczających, napięcie wejściowe nie może przekraczać połowy wartości napięcia zasilania oraz nie może być mniejsze niż 0,5 V w stosunku do potencjału masy układu. Naruszenie tych warunków powoduje przewodzenie odpowiedniej diody zabezpieczającej i zakłócenie funkcjonowania układu. Niektóre układy CMOS są przeznaczone do pracy z napięciami wejściowymi wyższymi od napięcia zasilania i mają zabezpieczenie tylko przed napięciami wejściowymi niższymi od potencjału masy. Przykładem mogą



Rys. 8. Charakterystyki przejściowe inwertera CMOS dla różnych napięć zasilania



Rys. 9. Schemat układu inwertera CMOS typu 4069 z układem zabezpieczenia wejścia



Rys. 10. Schemat układu inwertera CMOS typu 4049 z układem zabezpieczenia wejścia

stosując szeregowe łączenie inwerterów (tzw. podwójne buforowanie stosowane w serii CD4000B). Dokładna wartość napięcia wejściowego, odpowiadającego punktowi przejścia, jest określona przez napięcie progowe tranzystorów MOS inwertera. W większości układów CMOS napięcie przejścia znajduje się w przedziale 30...70% napięcia zasilania. Tak więc przy napięciu zasilania równym 15 V, punkt przejścia znajduje się między 4,5 a 10,5 V. Odporność na zakłócenia „stałoprądowe" dla układów CMOS niebuforowanych jest rzędu 30% napięcia zasilania, natomiast dla układów buforowanych jest większa i równa 45%.
Odporność na zakłócenia „zmiennoprądowe" jest większa i zależy od czasu ich trwania.

być sześciokrotne bufory CMOS typu 4049 i 4050. Schemat układu zabezpieczenia wejść dla tego typu układów przedstawiono na rys. 10. W przypadku tych układów napięcie wejściowe nie może przekraczać 18 V oraz nie może być mniejsze więcej niż 0,5 V od potencjału masy układu.

Wszystkie nie wykorzystane wejścia układów CMOS powinny być połączone z masą (U_{SS}) lub zasilaniem (U_{DD}), odpowiednio do pełnionej funkcji logicznej. Wszystkie wejścia połączone z łączówkami pakietu powinny być zabezpieczone rezystorem szeregowym i rezystorem łączącym wejście z U_{SS} lub U_{DD}. Rezystancje tych rezystorów powinny mieć wartość od 1 do 100 kΩ. *(Cd. na str. 18)*

Wzmacniacz stereofoniczny WS-302M (PW-8010)

Wzmacniacz WS-302M produkowany w ŁZR Fonica w Łodzi jest wzmacniaczem klasy Hi-Fi i umożliwia stereofoniczne lub monofoniczne odtwarzanie dźwięków. Może współpracować z gramofonem dowolnego typu, tunerem i magnetofonem. Wygląd zewnętrzny i konstrukcję przystosowano do pracy w zestawie typu „Wieża" z tunerem T-8010 produkcji ZR Eltra i magnetofonem M-8010 lub 8011 produkcji ZR im. M. Kasprzaka. Produkowane są odmiany PW-8010 lub PW-8010A (inne typy potencjometrów siły dźwięku, barwy dźwięku i balansu).

Wzmacniacz ma modną linię wzorniczą „MINI-LINE", bardzo dobre parametry techniczne i jest wyposażony w liczne elementy regulacyjne pozwalające użytkownikowi na różnorodne kształtowanie wzmacnianych sygnałów.

Wyjścia wzmacniacza są przystosowane do przyłączania zestawów głośnikowych o impedancji 8Ω.

Schemat wzmacniacza przedstawiono na str. 16–17.

DANE TECHNICZNE

Znamionowa moc wyjściowa:	2×20 przy 2×Z = 8 Ω
Współczynnik zawartości harmonicznych:	h<0,3%
Moc na wyjściu słuchawkowym (8...400 Ω):	10...30 mW
Pasmo przenoszenia (±1,5 dB):	30...30 000 Hz
Stosunek sygnał/zakłócenia:	
– przy znamionowej mocy wyjściowej	
wejście dla gramofonu z przetwornikiem magn.	≥60 dB
pozostałe wejścia	≥70 dB
– przy mocy wyjściowej 2×50 mW	≥70 dB
Znamionowe napięcie wejściowe:	
– wejście dla gramofonu z przetwornikiem magn.	2,5 ±0,4 mV
– pozostałe wejścia	200 ±30 mV
Maksymalne napięcie wejściowe:	
– wejście dla gramofonu z przetwornikiem magn.	30 mV
– pozostałe wejścia	2,0 V
Napięcie wyjściowe dla magnetofonu:	1,0 ±0,5 mV/kΩ
Tłumienie przesłuchu między kanałami:	
f = 1000 Hz	≥40 dB
f = 250...10 000 Hz	≥30 dB
Regulacja charakterystyki częstotliwości (100 Hz i 10 kHz)	±13 dB
Filtry:	
– górnoprzepustowy	
tłumienie sygnałów w pasmie 55...85 Hz	–3 dB
tłumienie w oktawie 20...40 Hz	–5 dB/okt.
– „Kontur" (f = 100 Hz i 10 kHz)	+8 dB
Pobór mocy z sieci 220 V, 50 Hz:	około 110 VA
Rozmiary:	300×200×60 mm
Masa:	około 5,0 kg

Tranzystory T101 i T102 pracują w przedwzmacniaczu korekcyjnym, przeznaczonym do wzmacniania sygnałów doprowadzanych z gramofonu z przetwornikiem magnetycznym. Dotyczy to lewego kanału. Prawy kanał pracuje identycznie i ma numerację elementów rozpoczynającą się od liczby 200.

O impedancji wejściowej układu przedwzmacniacza decyduje rezystor R112. Kondensatory C108, a szczególnie C103 oraz rezystory R117, R110 i dioda D102 eliminują tętnienia zasilacza przedostające się do toru sygnałowego wzmacniacza. O charakterystyce przenoszenia przedwzmacniacza decydują elementy znajdujące się w pętli sprzężenia zwrotnego, tzn.: R109, R113, R116, C105 i C107.

Sygnał z przedwzmacniacza korekcyjnego lub z któregoś z gniazd G2, względnie G3 jest doprowadzany przez zespół przełączników obrotowych i potencjometr P1 (Balans) do bazy tranzystora T103, pracującego w układzie wtórnika emiterowego. Do bazy tego tranzystora może być także doprowadzany sygnał z magnetofonu dołączonego do wzmacniacza przez gniazdo G5. W tym przypadku sygnał nie przechodzi przez zespół przełączników obrotowych, a tylko przez przełącznik „Magnetofon".

Do wzmacniacza mogą być dołączone dwa magnetofony: jeden do gniazda G3, drugi do gniazda G5. Przy przegrywaniu z pierwszego magnetofonu na drugi wzmacniacz nie musi być włączony do sieci. Magnetofon dołączony przez gniazdo G5 może zapisywać sygnał doprowadzany do dowolnego gniazda G1...G3. Równolegle do gniazda G5 są dołączone gniazda G4 i G6 umożliwiające współpracę wzmacniacza z magnetofonem wyposażonym w kabel z wtykami typu „Cinch".

Na wyjściu wtórnika emiterowego znajduje się aktywny regulator barwy dźwięku z niezależną regulacją niskich tonów (P2) i wysokich tonów (P3). Układ regulacji barwy dźwięku jest umiejscowiony w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza pracującego z tranzystorem T104.

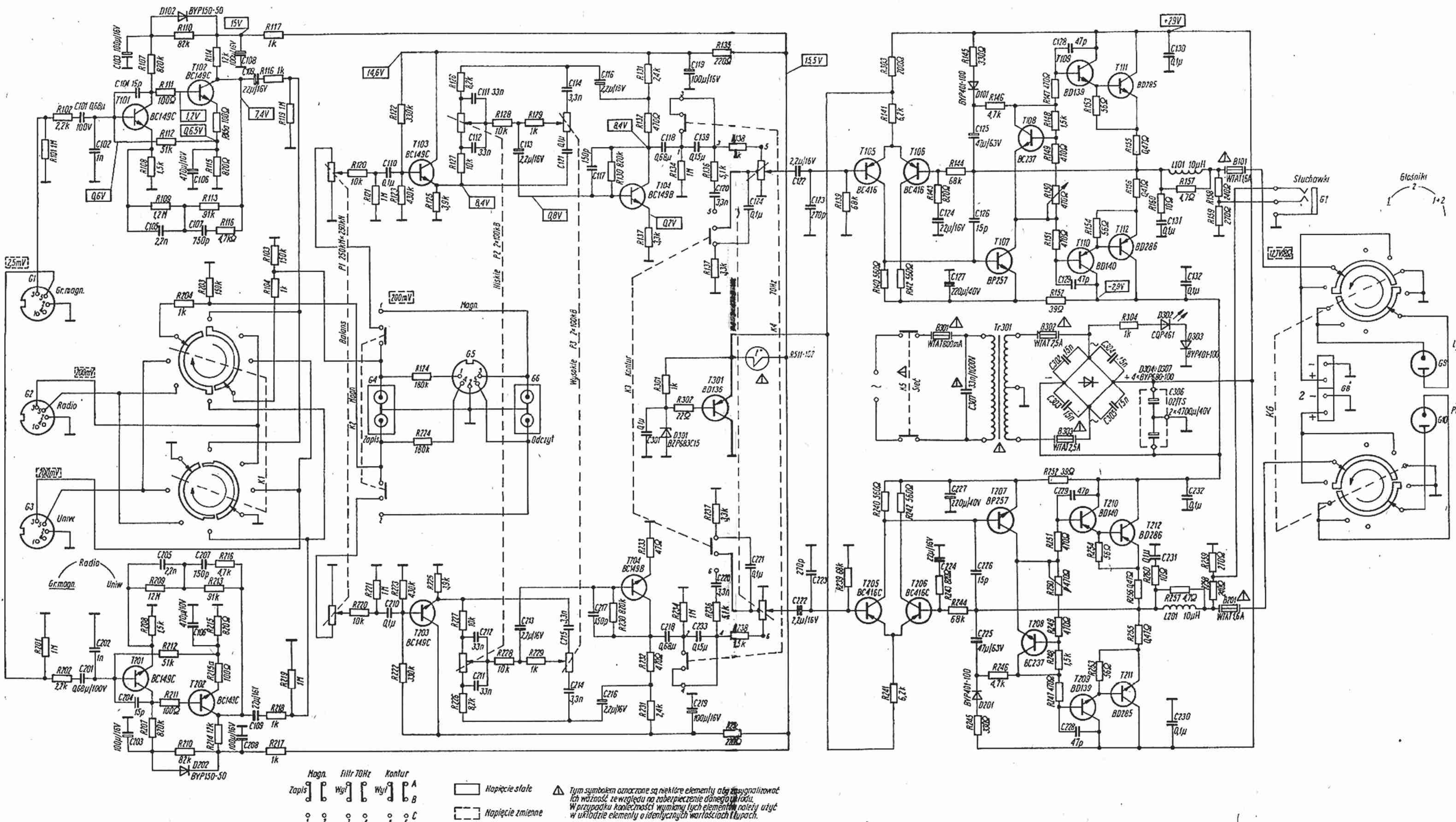
Potencjometr wzmocnienia (P4) ma odczep, który za pomocą przełącznika „Kontur" jest dołączany do masy przez rezystor R137 lub do układu złożonego z elementów: C120, R136, C121 i R137. Wciśnięcie klawisza „Kontur" powoduje uwypuklenie niskich i wysokich tonów w początkowym zakresie regulacji siły dźwięku, co jest korzystne z punktu fizjologicznych właściwości słuchu (regulacja psofometryczna).

Wzmacniacz jest wyposażony w odłączalny filtr górnoprzepustowy „70 Hz". Podstawowym elementem filtru jest kondensator C133.

Na wejściu wzmacniacza mocy zastosowano wzmacniacz różnicowy pracujący z tranzystorami T105 i T106. Jego zadaniem jest ustalenie „zera" napięcia między wyjściem wzmacniacza i masą, co zapobiega pojawieniu się napięcia stałego w gnieździe głośnikowym. Dalszą część wzmacniacza stanowi klasyczny układ z komplementarną parą tranzystorów, przy czym tranzystory pary sterującej T109 i T110 pracują w układzie Darlingtona z tranzystorami mocy T111 i T112. Układ ten jest sterowany przez tranzystor T107. Tranzystor T108 pracuje w układzie stabilizacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy. Do regulacji prądu spoczynkowego służy nastawny rezystor R150.

Wzmacniacz jest zasilany z sieci 220 V przez transformator sieciowy typu TS-90/10. Stopnie wstępne i wzmacniacz różnicowy są zasilane napięciem stabilizowanym za pomocą układu pracującego z tranzystorem T301, a wzmacniacze mocy symetrycznym napięciem stałym z dwupołówkowego prostownika z diodami D304...D307. Dioda elektroluminescencyjna D302 sygnalizuje włączenie wzmacniacza do sieci.

„Zybi"



Schemat wzmacniacza stereofonicznego WS-302 M (PW-8010)

Typ układu	Parametry dynamiczne		Parametry statyczne								
	Czas propagacji t_{PHL} [ns]	Czas propagacji t_{PLH} [ns]	Wejście				Wyjście				Spoczynkowy prąd zasilania [mA]
			$U_{IL\,max}$ [V]	$-I_{IL\,max}$ [mA]	$U_{IH\,max}$ [V]	$I_{IH\,max}$ [mA]	$I_{OL\,max}$ [mA]	przy $U_{OL\,max}$ [V]	$-I_{OH\,max}$ [mA]	przy $U_{OH\,max}$ [V]	
UCY74 U_{CC} = 5 V	15	22	0,8	1,6	2,0	40	16	0,4	0,8	2,4	8
MCY74 U_{DD} = 5 V	125	125	1,5	10^{-8}	3,5	10^{-5}	1	0,4	1	4,6	10^{-5}
MCY74 U_{DD} = 15 V	45	45	4	10^{8}	11	10^{-5}	6,8	1,5	6,8	13,5	10^{-5}

Częstotliwość sygnału wejściowego

Maksymalna częstotliwość sygnału wejściowego ze względu na prawidłowe działanie układu nie powinna przekraczać jego maksymalnej częstotliwości pracy. Przeważnie maksymalna częstotliwość pracy dla układów CMOS wynosi 1 MHz przy napięciu zasilania 5 V, a przy napięciu zasilania 15 V zwiększa się do 5 MHz. Minimalna częstotliwość sygnału wejściowego jest określona przez źródło sygnału, a dokładniej przez możliwość uzyskania wymaganego dla prawidłowej pracy układu kształtu sygnału wejściowego.

Kształt sygnału wejściowego

Kształt sygnału wejściowego układu CMOS ma wpływ na moc traconą podczas przełączania oraz na prawidłowe działanie układu. Ze względu na minimalizację wartości prądu przełączania, czas trwania zbocza narastającego i opadającego sygnału wejściowego powinien być mniejszy od 15 ms. Jeżeli stosuje się sygnały wejściowe o czasie narastania i opadania znacznie dłuższym, wzrasta moc pobierana przez układ i może być zakłócone jego funkcjonowanie.

Obciążalność

Wpływ rezystancji wejściowej na działanie układów CMOS jest pomijalny. Czynnikiem, który musi być uwzględniany, jest pojemność wejściowa. Typowa pojemność wejściowa układów CMOS wynosi 5...10 pF. Pojemność obciążenia będąca sumą pojemności wejściowych układów, jak już wspomniano, ma wpływ na czas narastania, opadania i propagacji, a co się z tym wiąże, na częstotliwość pracy. Pojemność ta wpływa także na pobór mocy układu.
Typowa obciążalność układów CMOS przy współpracy z układami realizowanymi w innych technologiach wynosi:

2 dla układów TTL-L,
1 dla układów TTL-LS,
2 dla układów HTL.

Przy współpracy z układami TTL serii standardowej należy stosować bufory tranzystorowe lub bufory CMOS typu 4049 i 4050.

Częstotliwość sygnału wyjściowego

Maksymalna częstotliwość sygnału wyjściowego układu CMOS jest ograniczona przez pojemność obciążenia oraz przez jego rezystancję wyjściową według zależności:

$$f_{max} = \frac{1}{2 \cdot 2{,}2 R_T C_o}$$

przy czym:
R_T – rezystancja źródło-dren przewodzącego tranzystora MOS,
C_o – pojemność obciążenia.

Częstotliwość tę można zwiększać, zmniejszając rezystancję przewodzącego tranzystora, co uzyskuje się stosując większe napięcia zasilania oraz zmniejszając pojemność obciążenia.

PRZECHOWYWANIE I MONTAŻ UKŁADÓW CMOS

Mimo stosowania obwodów zabezpieczających wejścia układów CMOS przed przebiciem ładunkiem elektrostatycznym należy przestrzegać następujących zasad:
– układy powinny być przechowywane w sposób zapewniający zwarcie elektryczne wszystkich wyprowadzeń. Zalecane jest stosowanie gąbki przewodzącej, folii aluminiowej lub innych przewodzących materiałów,
– podczas montażu układów powinno się stosować obrączki uziemiające o rezystancji ok. 1 MΩ względem masy,
– niedozwolony jest montaż i demontaż układów „pod napięciem".

Lokalizacja przyczyn niesprawności w układach cyfrowych CMOS

Jeżeli po włączeniu napięcia zasilającego układ elektroniczny, w którym znajdują się układy CMOS, nie działa prawidłowo, należy w celu znalezienia przyczyn jego niesprawności sprawdzić, czy:
– wszystkie nie wykorzystane wejścia układów CMOS są połączone z masą lub dodatnim biegunem źródła zasilania,
– napięcie zasilania jest równe napięciu zakładanemu,
– są spełnione ograniczenia dotyczące wartości amplitudy sygnałów wejściowych,
– układy mogą przy zastosowanym napięciu zasilania i obciążeniu pracować z wymaganą częstotliwością,
– wartości czasów narastania i opadania sygnałów wejściowych i wyjściowych jest właściwa; w przypadku, gdy te wartości nie przekraczają 5 µs przyczyna niesprawności nie jest związana z kształtem sygnałów,
– temperatura obudów układów CMOS nie jest na tyle wysoka, że obudowy nagrzewają się.

W tablicy przedstawiono porównanie parametrów czterokrotnych dwuwejściowych bramek NAND serii UCY74 (układ scalony TTL typu UCY7400N) oraz serii MCY74 (układ scalony CMOS typu MCY74011N). Parametry dynamiczne układu UCY7400N zostały zmierzone przy rezystancji obciążenia R_o = 40 Ω i pojemności obciążenia C_o = 15 pF, a parametry układu MCY74011N przy rezystancji obciążenia R_o = 200 kΩ i pojemności obciążenia C_o = 50 pF.

LITERATURA

1. Melen R., Garland H.: Understanding CMOS integrated circuits. Howard W. Sams 1975
2. Łakomy M., Zabrodzki J.: Cyfrowe układy scalone, PWN 1980
3. RCA COS/MOS Digital Integrated Circuits – RCA 1974 (katalog)
4. CMOS Databook. National Semiconductor 1978 (katalog)
5. The European CMOS Selection. Motorola Semiconductors 1979 (katalog)

Telewizja z powolnym analizowaniem – SSTV

inż. GRZEGORZ CIERNIOCH
inż. STANISŁAW RUDZKI SP3LPL

Radioamatorzy-krótkofalowcy od dawna poszukiwali możliwie prostych środków technicznych do przekazywania obrazów za pomocą fal elektromagnetycznych. Amatorska telewizja o standardzie 625 linii (ATV) znalazła jedynie ograniczone zastosowanie ze względu na zajmowaną szerokość pasma. Ponadto system ten jest drogi, urządzenia skomplikowane, a zasięg łączności niewielki. W artykule omówiono system telewizji amatorskiej nie mający wspomnianych wad.

Podejmowano próby opracowania takiego systemu telewizji, który zapewniałby nadawanie i odbiór obrazów przez wykorzystanie krótkofalowych transceiverów SSB. Zakładano przy tym, że szerokość pasma zajętego przez nowy rodzaj emisji będzie taka sama, jak przy jednowstęgowej łączności fonicznej, umożliwiając tym samym łączność telewizyjną na falach krótkich.

System taki został w końcu opracowany przez studenta amerykańskiego uniwersytetu w Kentucky Copthorne'a Mac Donald'a. Przeprowadził on wiele doświadczeń z układami modulacji AM i FM, w wyniku których opracował system telewizji amatorskiej z powolną analizą obrazu.

Telewizja z powolnym analizowaniem (Slow Scan Television – SSTV) wzbudziła szerokie zainteresowanie wśród radioamatorów i profesjonalistów. Pierwszą łączność telewizyjną przez Atlantyk nawiązano dzięki wykorzystaniu systemu SSTV. Również NASA wykorzystywała system SSTV do transmisji obrazów z Kosmosu. Podczas przesyłania obrazów telewizyjnych powinna być zachowane współzależność między zajmowaną szerokością pasma oraz współzależność między czasem przesyłania jednego obrazu i rozdzielczością.

Szerokość pasma wynika z systemu SSB, w którym częstotliwości powyżej 2500 Hz są silnie tłumione. Rozdzielczość i czas analizy jednego obrazu są określone wzorem:

$$A = 2f_{M\,max} \cdot T$$

przy czym:

A – rozdzielczość,
$f_{M\,max}$ – maksymalna częstotliwość sygnału modulującego,
T – czas analizy jednego obrazu.

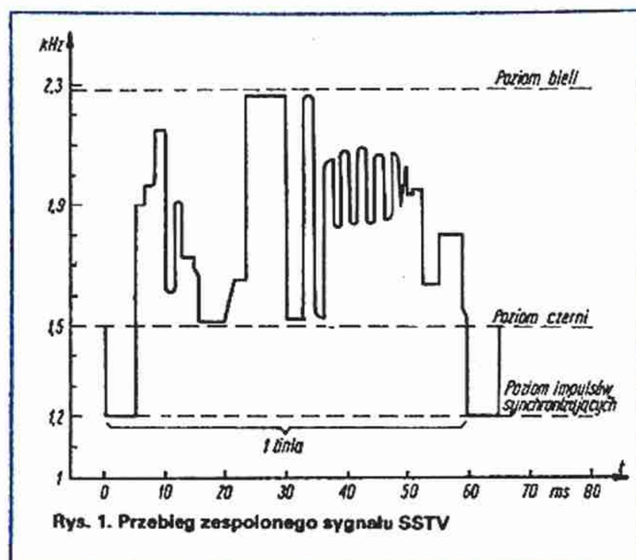
Dla T = 8 s uzyskuje się jeszcze dobrą korelację między rozdzielczością i czasem analizowania. Wybór tak długiego czasu analizowania jednego obrazu stwarza możliwość przekazywania tylko obrazów nieruchomych. Obliczona, teoretyczna rozdzielczość A wynosi 14 400 punktów dla przyjętej w SSTV maksymalnej częstotliwości sygnału modulującego równej 900 Hz. Rozdzielczość dla wybranego stosunku boków obrazu 1:1, wyznacza liczbę linii n w obrazie wg zależności:

$$n = \sqrt{A} = \sqrt{14\,400} = 120$$

Górną częstotliwość sygnału wizji ograniczono do 900 Hz. Sygnał wizyjny zawiera również bardzo małe częstotliwości składowe, rzędu ułamków herców. Z tego powodu nie można doprowadzać sygnału wizji bezpośrednio do wejścia mikrofonowego nadajnika. Pasmo przenoszenia toru m.cz. typowego nadajnika zaczyna się od około 300 Hz. Niezbędne jest więc wcześniejsze „przetworzenie" sygnału wizji w celu otrzymania sygnału SSTV, który można doprowadzać już bezpośrednio do wejścia mikrofonowego nadajnika SSB.

Do przetwarzania sygnału wizji (otrzymanego np. z kamery telewizji przemysłowej) na sygnał SSTV służą konwertery TV/SSTV. W konwerterze częstotliwość podnośna jest modulowana częstotliwościowo sygnałem wizji i impulsami synchronizującymi. Po modulacji, poziomowi bieli odpowiada częstotliwość 2300 Hz, poziomowi czerni 1500 Hz, a poziomowi impulsów synchronicznych częstotliwość 1200 Hz. Impulsy synchronizacji nie mogą więc zakłócać obrazu, gdyż są „czerniejsze od czerni". Przebieg zespolonego sygnału SSTV przedstawiono na rys. 1. Z wykresu tego wynika, że informacja o treści obrazu od czerni do bieli poprzez różne stopnie szarości jest zawarta w przedziale tylko 800 Hz. Mimo tak wąskiego pasma, w przypadku odbioru sygnału SSTV bez zakłóceń, jakość obrazu jest dobra (stwierdzono to na podstawie bardzo wielu obserwacji).

Fotografie ekranu telewizora, wykonane podczas odbioru stacji SSTV przedstawiono na rys. 2a i b. Ponieważ sygnał SSTV mieści się w pasmie akustycznym, do jego rejestracji są wykorzystywane magnetofony powszechnego użytku. Z praktyki

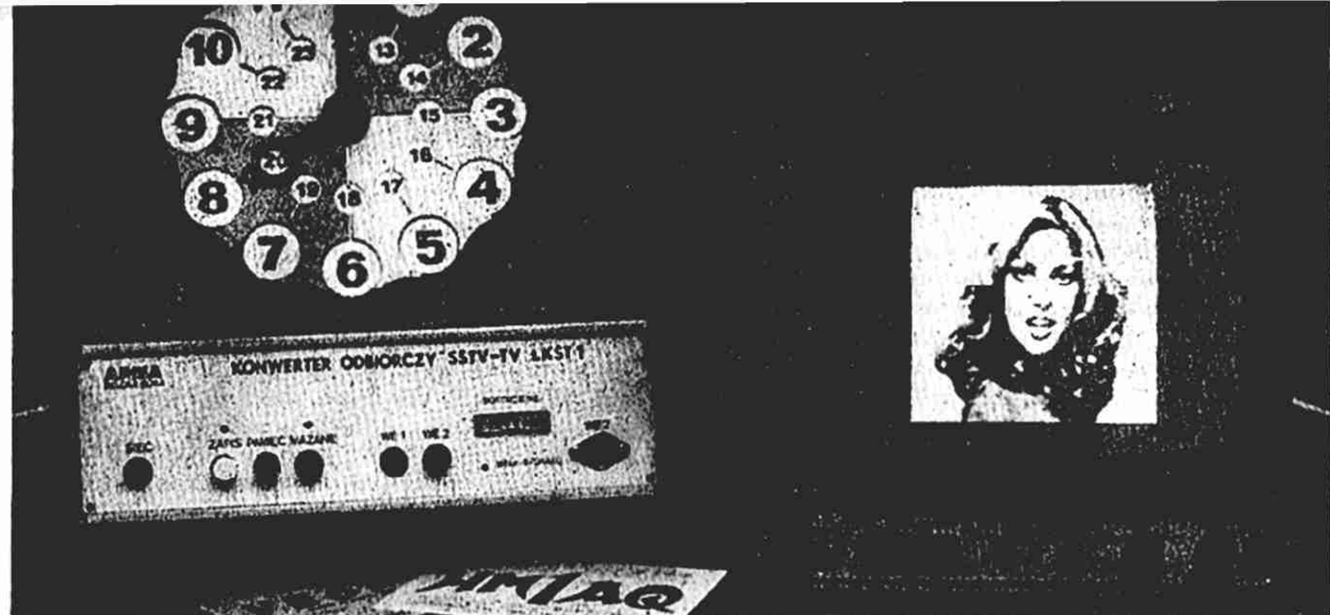


Rys. 1. Przebieg zespolonego sygnału SSTV





Rys. 2. Fotografia ekranu telewizora wykonana podczas odbioru stacji SSTV
a – sygnał wywoławczy stacji SP3LPL
b – fragment łączności między stacjami amerykańską i włoską



Rys. 3. Wygląd konwertera SSTV krajowej produkcji, współpracującego z odbiornikiem TV *Fot. L. Danilowicz, Cz. Nowocień*

wynika, że muszą to być magnetofony o dobrej stałości prędkości przesuwu taśmy.
Wybór modulacji częstotliwości ogranicza wpływ zakłóceń o charakterze amplitudowym. Jest to szczególnie ważne ze względu na duże zagęszczenie pasm krótkofalarskich spowodowane przez stacje amatorskie. Dla dobrego odtworzenia obrazu bardzo ważne jest, aby impulsy synchronizujące miały odpowiednią amplitudę, czas trwania i częstotliwość. Częstotliwość ramki wynika z przyjętej szybkości analizowania jednego obrazu (T = 8 s). Częstotliwość odchylania poziomego f_H wyznacza się ze wzoru:

$$f_H = \frac{n}{T} = \frac{120}{8} = 15 \text{ Hz}$$

W praktyce, niezakłóconą synchronizację obrazu zapewniają impulsy synchronizacji linii o czasie trwania 5 ms oraz impulsy synchronizacji ramki o czasie trwania 30 ms. Przesyłanie impulsów synchronizujących zmniejsza rozdzielczość o około 5%. Impuls synchronizacji pionowej daje charakterystyczny efekt akustyczny przy słuchaniu sygnału SSTV. Impulsy synchronizacji poziomej można najłatwiej uzyskiwać z częstotliwości sieci. Częstotliwość sieci energetycznej w USA i Kanadzie wynosi 60 Hz, a w Europie 50 Hz, dlatego też występują niewielkie różnice między systemami SSTV amerykańskimi i europejskimi. Porównanie parametrów obu systemów SSTV przedstawiono w tablicy.
W celu odbioru obrazów nadawanych w systemie SSTV należy wyjście sygnału m.cz. odbiornika SSB połączyć z wejściem

Parametry sygnału SSTV

Parametry sygnału SSTV wg norm	amerykańskich	europejskich
Częstotliwość linii	15 Hz	16 2/3 Hz
Częstotliwość ramki	1/8 Hz	1/7,2 Hz
Liczba linii	120	120
Czas trwania impulsów synchronizujących		
– ramki	30 ms	30 ms
– linii	5 ms	5 ms
Częstotliwość odpowiadająca:		
– poziomowi impulsów synchronizujących	1200 Hz	1200 Hz
– poziomowi czerni	1500 Hz	1500 Hz
– poziomowi bieli	2300 Hz	2300 Hz
Stosunek boków obrazu	1:1	1:1

monitora SSTV. Ze względu na długi czas analizy jednego obrazu istnieje konieczność zapamiętywania informacji o treści kolejnych linii przez okres T wynoszący 8 s. W tym celu można wykorzystać lampę oscyloskopową o długiej poświacie luminoforu, lampę pamiętającą lub pamięciowy układ scalony. Zastosowanie pamięciowych układów scalonych umożliwia skonstruowanie konwertera SSTV/TV, który może współpracować z dowolnym odbiornikiem TV zapewniając obiór sygnałów SSTV na jego ekranie. Konwerter odbiorczy sygnałów SSTV produkowany przez przedsiębiorstwo zagraniczne „APINA"w Zielonej Górze przedstawiono na rys. 3. Urządzenie odpowiada wymogom współczesnej techniki w tej dziedzinie. Zapewnia m.in. możliwość zatrzymania obrazu na ekranie odbiornika TV na dowolnie długi okres czasu.
Firmy produkujące sprzęt SSTV zaprzestały wytwarzania monitorów SSTV z lampą oscyloskopową o długiej poświacie luminoforu, wprowadzając do produkcji konwertery wykorzystujące pamięci półprzewodnikowe.
System SSTV nie zapewnia jednoczesnego nadawania obrazu i dźwięku. Dla łączności telewizyjnych w pasmach amatorskich zakresu krótkofalowego wydzielono następujące częstotliwości:

3600 kHz ± 5 kHz	14 090 kHz ±5 kHz
7040 kHz ±5 kHz	21 090 kHz ±5 kHz
	28 190 kHz ±5 kHz

Sygnały SSTV można odbierać przeważnie na częstotliwości 14 230 kHz. Pierwszą licencjonowaną stacją polską była stacja SRØPIR, która pracowała emisją SSTV w marcu i lipcu 1980 r. SRØPIR był okolicznościowym znakiem stacji SP3ZHC Zespołu Szkół Elektronicznych w Zielonej Górze, jednak wielu kolegów zajmowało się telewizją amatorską znacznie wcześniej.
Telewizja amatorska z powolnym analizowaniem obrazu nadal się rozwija. Dzięki nowym możliwościom technicznym stworzonym przez pamięci półprzewodnikowe o dużej pojemności, możliwe jest przekazywanie w systemie SSTV obrazów kolorowych. Pierwszą transatlantycką łączność SSTV w kolorze nawiązały w dniu 15 marca 1980 r. stacja G3NOX i W9NTP.

LITERATURA

1. Glanc A.: Ameterska Televize. „Amatérské Radio" nr 6/1971
2. Wraase V.: Schmalband – Amateurfernsehen SSTV: „Funk Technik", nr 18/1973
3. Słomczyński K.: ABC Krótkofalowca, WKiŁ Warszawa 1977.

Podstawy techniki cyfrowej (12)

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

KOMBINACYJNE UKŁADY FUNKCJONALNE (dokończenie)

DEKODERY

Dekodery są układami zamieniającymi kod wejściowy (NB, BCD i in.) na wyjściowy kod „1 z n". Określenie „1 z n" oznacza, że w słowie składającym się z n bitów zawsze jeden i tylko jeden bit przyjmuje wartość 1. W kodzie tym nie może być takiej sytuacji, że żaden z bitów nie jest równy 1 albo że kilka bitów naraz przyjęło wartość 1.

Układ UCY7442N jest scalonym dekoderem kodu BCD (rys. 28). Do wejścia układu przykłada się 4-bitowe słowo reprezentujące w kodzie BCD cyfrę dziesiętną. Wyjścia układu stanowi 10 linii ponumerowanych od 0 do 9. Na linii o numerze równym wartości słowa wejściowego pojawia się niski poziom napięcia (stąd symbole negacji na wyjściu), natomiast na pozostałych wyjściach panuje wysoki poziom napięcia. Gdy bity słowa wejściowego tworzą kombinację zabronioną, na wszystkich wyjściach są utrzymywane wysokie poziomy napięć.

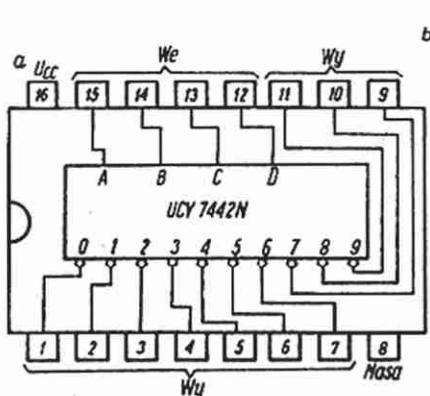
Dekoder UCY7442N można wykorzystać zamiast układu UCY7447N do sterowania wskaźnikiem cyfrowym. W tym celu należy zastosować układ połączeń przedstawiony na rys. 20. Rezystory ograniczające prąd oblicza się zgodnie z opisanymi wcześniej zasadami. Dla zabronionej kombinacji sygnałów wejściowych wyświetlany jest znak E. Przy użyciu dwóch dekoderów UCY7442N można zbudować układ sterowania matrycowego 100 diod typu LED (rys. 30). W tym przypadku jeden dekoder jest sterowany sygnałami odpowiadającymi jednostkom, a drugi dziesiątkom liczby dziesiętnej. W danym momencie świeci się tylko jedna dioda, tj. ta, która ma na anodzie wysoki poziom napięcia, a na katodzie niski.

Zaletą układu stanowi fakt, że nie potrzebne są rezystory ograniczające prąd, ograniczenie zapewniają układy sterujące.

W przypadku mniejszej liczby diod (16) sterowanie matrycowe można zrealizować za pomocą prostych bramek (rys. 31). Układ ten stanowi odpowiednik funkcjonalny układu z demultiplekserem (porównaj z rys. 23 nr 6/84). W danej chwili świeci się tylko jedna dioda. Podobnie jak poprzednio, również i w tym przypadku zbędne są rezystory ograniczające prąd.

Drugim produkowanym w kraju dekoderem jest układ scalony UCY74145N. Rozkład wyprowadzeń i tabela działania są takie same, jak w przypadku dekodera UCY7442N. Różnica polega na tym, że dekoder UCY74145N ma wysokonapięciowe (do 15 V) wyjścia typu OC. Maksymalny prąd, jaki może płynąć przez każdy z tranzystorów wyjściowych, wynosi 80 mA. Jako przykład zastosowania tego dekodera przedstawiono na rys. 32 schemat generatora monostabilnego o dziesięciu różnych, programowanych binarnie (BCD) czasach trwania impulsu wyjściowego.

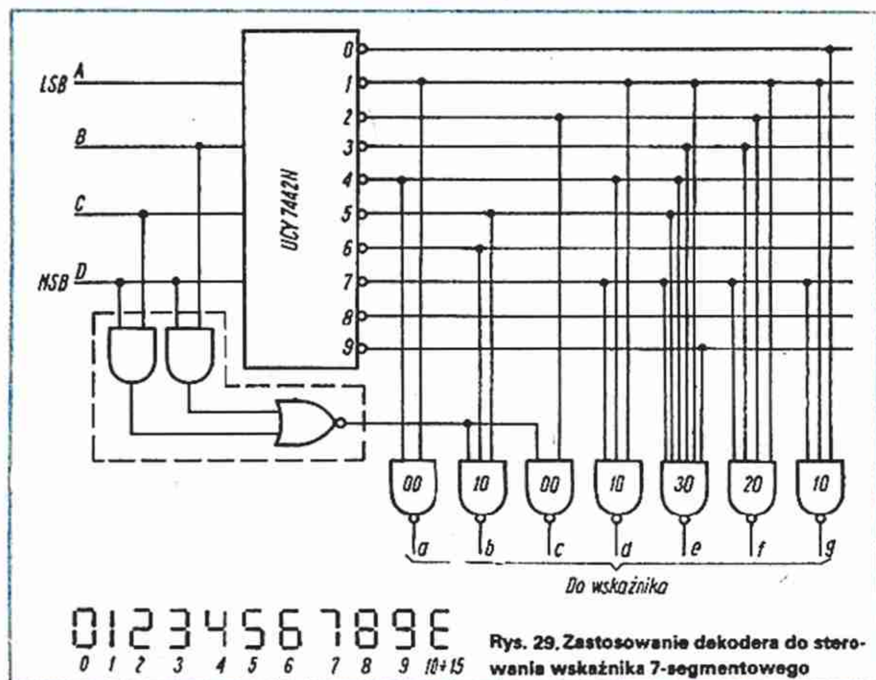
Zgodnie z wartością słowa wejściowego na jednym z wyjść dekodera pojawia się niski poziom napięcia. Tranzystor sterowany z tego wyjścia zostaje wprowadzo-



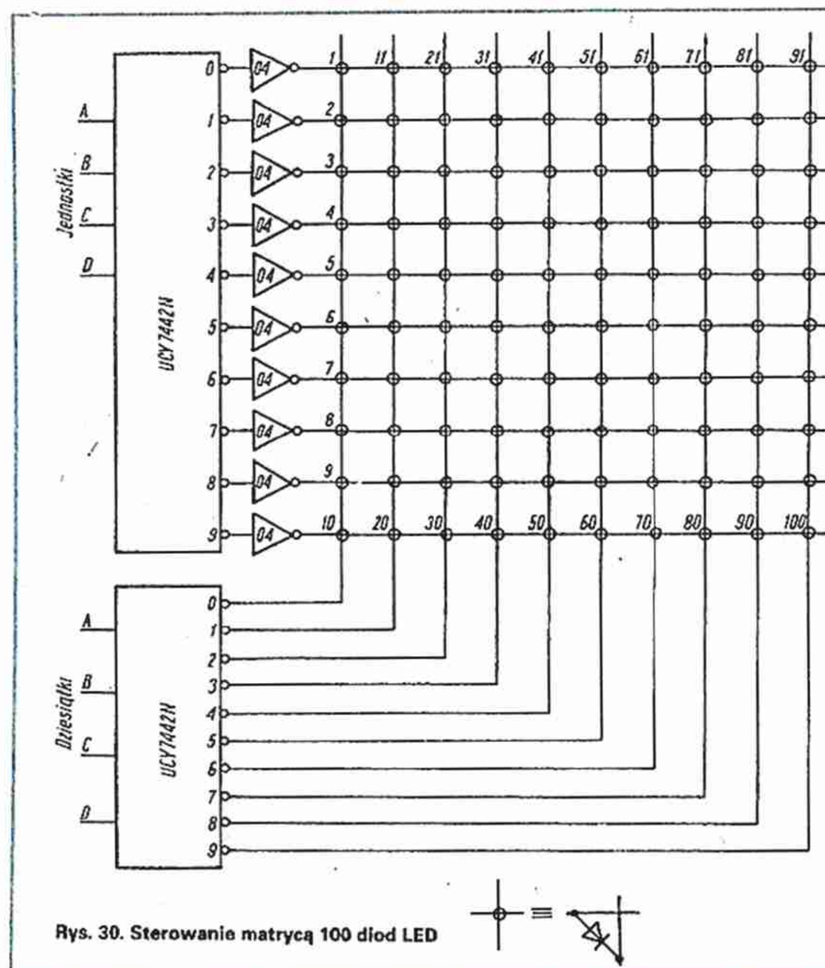
b

Zakodowana liczba	Wejścia				Wyjścia									
	D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H
1	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H
2	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H
3	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H
4	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H
5	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
6	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
7	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
8	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
9	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
Kombinacje zabronione	H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H

Rys. 28. Układ dekodera UCY7442N
a – rozkład wyprowadzeń, b – tablica działania

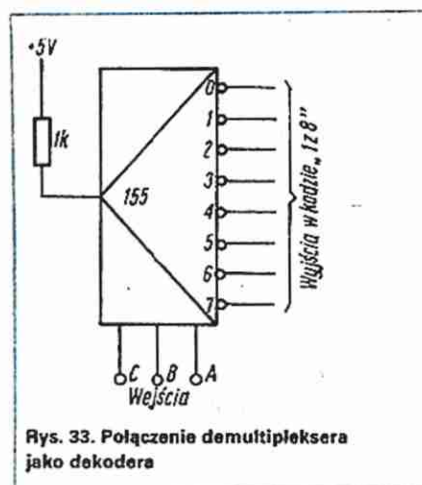


Rys. 29. Zastosowanie dekodera do sterowania wskaźnika 7-segmentowego



Rys. 30. Sterowanie matrycą 100 diod LED

ściach nie wybranych. W przypadku układu UCY74155N połączenie takie przedstawiono na rys. 33. Jako dekoder pracuje także demultiplekser UCY74154N w układzie z rys. 23.



Rys. 33. Połączenie demultipleksera jako dekodera

BRAMKI ZŁOŻONE TYPU AOI (AND-OR-INVERT, czyli I-LUB-NIE)

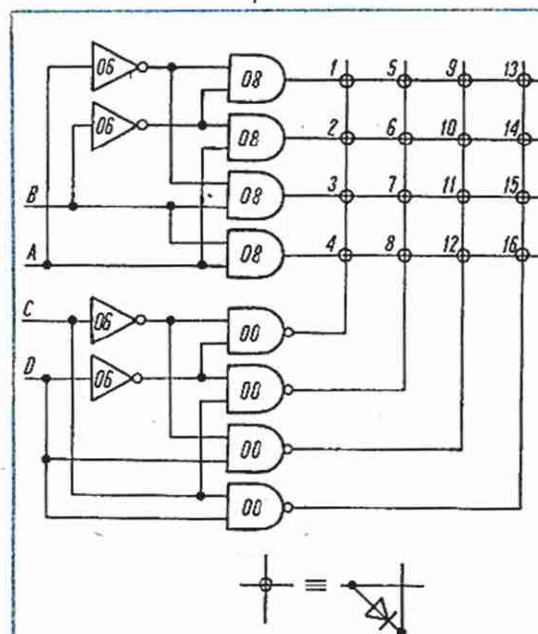
Schemat najprotszej bramki typu AOI przedstawiono na rys. 34a. Składa się ona z dwóch dwuwejściowych bramek AND i jednej bramki NOR. Zespół tak połączonych bramek tworzy najprostszy układ multipleksera o 2 wejściach informacyjnych i jednym sterującym (rys. 34b).

W praktyce bramki AOI są wykorzystywane głównie do realizacji funkcji logicznych. Produkowane w postaci układów scalonych układy AOI charakteryzują się różną liczbą wejść bramek składowych AND i NOR, a także możliwością ekspansji (zwiększania liczby wejść).

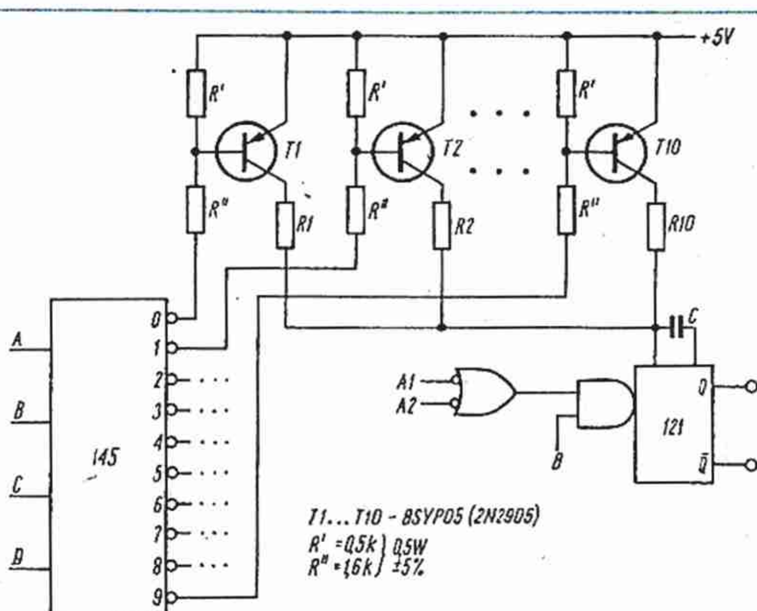
Układ scalony UCY7451N zawiera dwie

ny w stan nasycenia (pozostałe tranzystory są odcięte). Czas trwania impulsu wyjściowego uniwibratora jest określony wartościami pojemności C i rezystora w obwodzie kolektora tranzystora w stanie nasycenia.

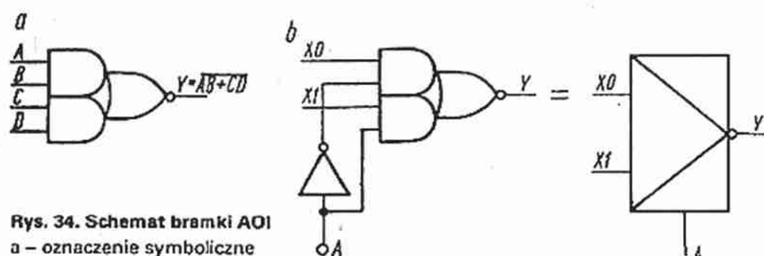
Dekodery kodu NB nie są produkowane jako oddzielne układy scalone, gdyż można je w bardzo prosty sposób otrzymać z demultiplekserów. W tym celu należy do wejścia demultipleksera przyłączyć stały poziom napięcia o takiej wartości, aby na wybranym wyjściu pojawił się stan logiczny przeciwny do istniejącego na wyj-



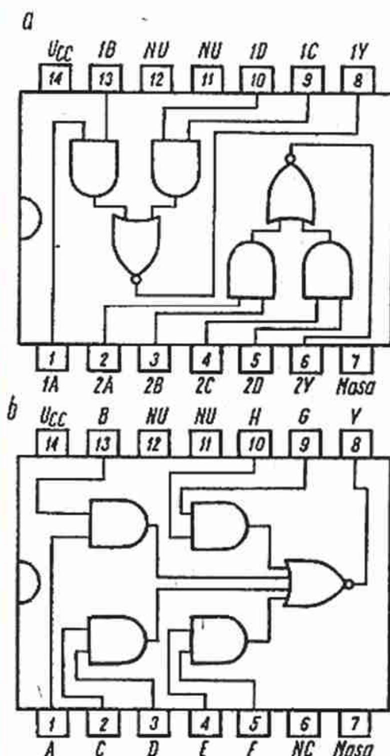
Rys. 31. Sterowanie matrycą 16 diod LED

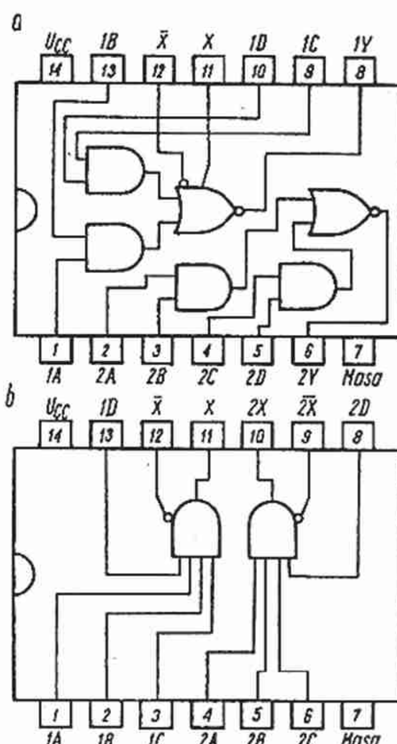


Rys. 32. Układ uniwibratora o programowanym czasie trwania impulsu (T1...T10 – BSYP05 (2N2905); R' = 0,5 kΩ, 0,5 W ±5%; R'' = 1,6 kΩ, 0,5 W ±5%



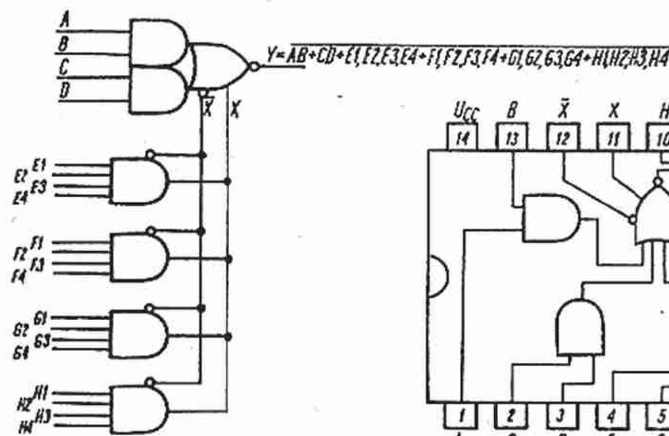
Rys. 34. Schemat bramki AOI
a – oznaczenie symboliczne
b – zastosowanie bramki AOI jako multipleksera



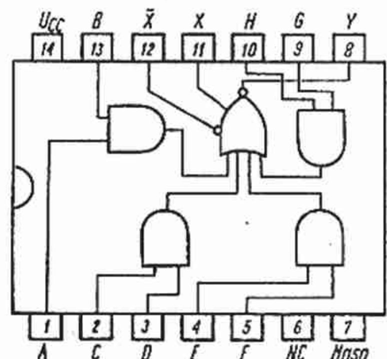


Rys. 35. Scalone bramki AOI
NU – nie wykonywać połączeń zewnętrznych, NC – nie podłączony
a – układ UCY7451N, b – układ UCY7454N

Rys. 36. Schemat bramki AOI z możliwością ekspansji
a – układ UCY7450N
b – ekspander UCY7460N



Rys. 37. Sposób przyłączenia ekspanderów



Rys. 38. Schemat układu scalonego UCY7453N

podstawowe bramki AOI (rys. 35a). Mogą być one zastosowane w układzie sterowania wskaźników cyfrowych (rys. 29) w miejsce bramek otoczonych linią przerywaną.

Układ scalony UCY7454N (rys. 35b) zawiera jedną bramkę AOI złożoną z czterech dwuwejściowych bramek AND i jednej czterowejściowej bramki NOR.

Układ UCY7450N zawiera podobnie jak UCY7451N dwie bramki AOI z tym, że w jednej z nich przewidziano możliwość ekspansji (rys. 36a). W tym celu bramka ma specjalne wprowadzenia X i X służące do przyłączania tzw. ekspanderów. Ekspandery są produkowane jako oddzielny układ scalony o oznaczeniu UCY7460N (rys. 36b). Każdy układ scalony UCY7460N zawiera dwa czterowejściowe ekspandery.

Ekspandery przyłącza się do bramek AOI w sposób przedstawiony na rys. 37. Bramka może współpracować z nie więcej niż czterema ekspanderami równocześnie.

Możliwość ekspansji ma również układ scalony UCY7453N (rys. 38). Ekspandery można przyłączyć do bramki tak samo, jak w przypadku układu UCY7450N. W bramkach mających możliwość ekspansji, ale nie współpracujących z ekspanderami, wejścia X i X pozostawia się nie przyłączone.

LITERATURA *(do części 10, 11 i 12)*

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych, WKŁ. Warszawa 1980
2. Rudnicki C.: Układy zdalnego sterowania i przełączniki elektroniczne. WKŁ, Warszawa 1979
3. Praca zbiorowa: Wybrane układy z techniki cyfrowej. WKŁ, Warszawa 1983
4. The TTL Data Book for Design Engineers. Texas Instruments 1980
5. Greenfield J.: Practical Digital Design Using ICs. Wiley 1977
6. Design Techniques for Electronics Engineers. Mc Graw-Hill 1977

Włącznik z układem scalonym U217B

inż. ZDZISŁAW TKACZYK

Przedstawicielstwo firmy Telefunken w Polsce udostępniło Redakcji do praktycznego wypróbowania kilka układów scalonych typu U217B. Układ typu U217B jest włącznikiem w zerze wartości napięcia sieciowego. W czasie przejścia napięcia sieciowego przez zero, na wyjściu układu jest generowany impuls, który steruje urządzeniem wykonawczym, np. triakiem. Przy takim sterowaniu eliminuje się zmianę składowej stałej prądu płynącego przez obciążenie, a tym samym unika się wprowadzania zakłóceń radioelektrycznych.

Układ scalony U217B może spełniać funkcję włącznika statycznego, czasowego układu mocy, regulatora mocy, regulatora temperatury itp. Najczęściej układ wykorzystuje się do samoczynnej regulacji temperatury. Regulacja może odbywać się metodą dwupunktową, proporcjonalną oraz dwupunktowo-proporcjonalną.

We wszystkich tych metodach sygnał elektryczny, będący miarą temperatury otoczenia, jest porównywany z napięciem odniesienia. W regulatorze dwupunktowym napięciem odniesienia jest napięcie stałe, w regulatorze proporcjonalnym – napięcie piłokształtne, a w regulatorze dwupunktowym-proporcjonalnym – suma napięcia stałego i napięcia piłokształtnego. W zależności od tego, które z napięć ma większą wartość, jest włączany lub wyłączany triak, a w elemencie grzejnym płynie lub nie płynie prąd.

Zasadę pracy poszczególnych regulatorów ilustrują przebiegi na rys. 1.

Najmniejszą bezwładność i największą dokładność ma regulator dwupunktowy-proporcjonalny.

ZASADA DZIAŁANIA

Schemat włącznika U217B (rys. 2) został opracowany pod kątem minimalizacji połączeń zewnętrznych i małego poboru prądu. Podstawowe bloki funkcjonalne przełącznika to: stabilizator, generator napięcia piłokształtnego, blok synchronizacji, pełnookresowy blok sterowania, komparator, wzmacniacz wyjściowy, układ zabezpieczenia. Przełącznik jest produkowany w obudowie plastykowej 8-końcówkowej.

Napięcie zasilające jest doprowadzane do końcówek 5 i 7. Końcówka 7 ma dodatnią polaryzację i jest połączona z masą. Napięcie sieciowe, przez rezystor R_V zostaje doprowadzone do końcówki 5 i przez wewnętrzny stabilizator jest ograniczane do wartości 8,6...9,9 V. Kondensator C_L filtruje napięcie zasilające. Bez impulsu sterującego triakiem scalony przełącznik pobiera prąd maks. 0,5 mA.

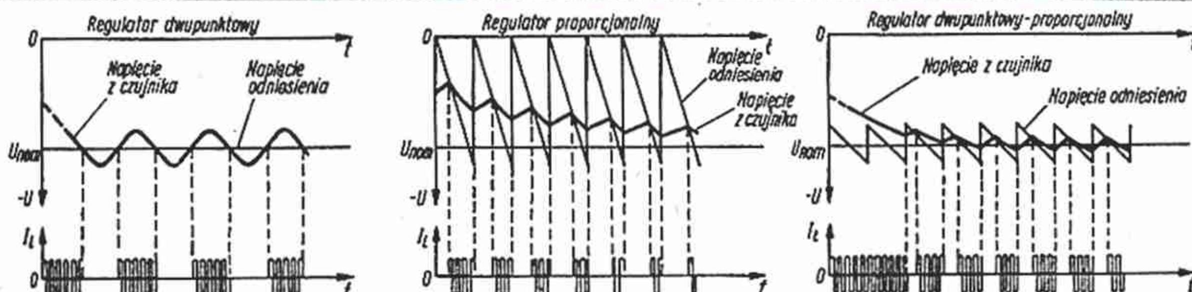
Do końcówki 8, przez rezystor R_S, doprowadza się sygnał synchronizujący. Zadaniem bloku synchronizacji jest także sterowanie układem, aby kondensator C_R był ładowany prądem stałym tylko w ujemnej połówce sinusoidy napięcia sieciowego. Jednocześnie przy przejściu napięcia przez wartość zerową, powstaje impuls sterujący triakiem Ty. Wartość rezystancji rezystora R_S określa czas trwania impulsu. Czas trwania impulsu powinien być tak dobrany, aby osiągnąć prąd wysterowania triaka. Ze wzrostem czasu trwania impulsu wzrasta moc wydzielana w rezystorze R_V.

Amplitudę impulsu bramki ogranicza rezystor R_B. Maksymalny prąd bramki nie może przekroczyć 100 mA.

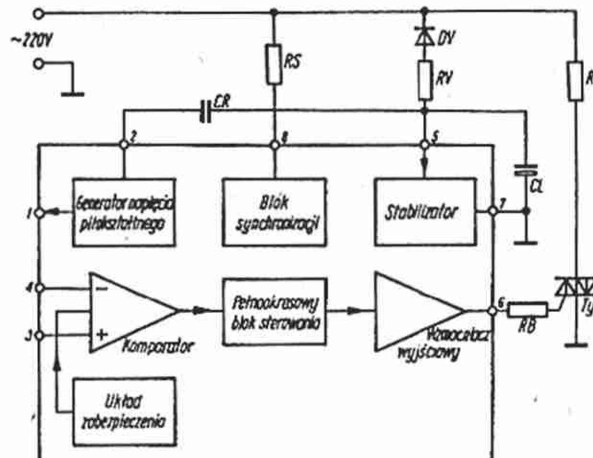
Częstotliwość wewnętrznego generatora napięcia piłokształtnego reguluje się przez zmianę pojemności kondensatora C_R. Napięcie piłokształtne pobiera się z końcówki 1.

Pełnookresowy układ sterowania sprawia, że napięcie z wejść komparatora może sterować stopniem wyjściowym tylko w ujemnych połówkach sinusoidy napięcia sieciowego. Impulsy sterujące triakiem Ty są wówczas generowane, jeżeli wejście nieodwracające komparatora (końcówki 3) ma potencjał dodatni w stosunku do wejścia odwracającego (końcówka 4).

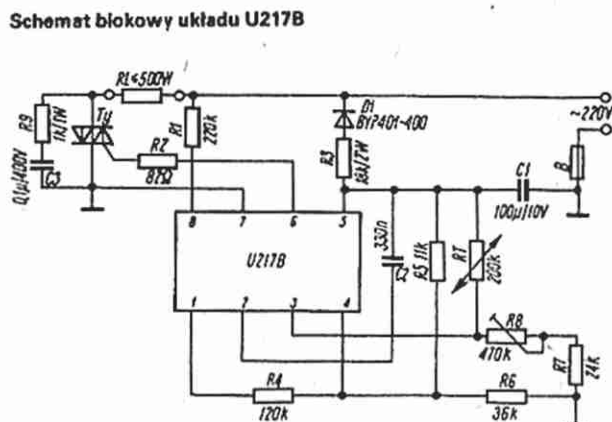
Układ zabezpieczenia kontroluje stan ob-



Rys. 1. Przebiegi ilustrujące zasadę działania regulatorów



Rys. 2. Schemat blokowy układu U217B



Rys. 3. Schemat układu regulatora temperatury +40°...+120°C

wodu czujnika. Przy zwarciu lub przerwie blokuje układ wyzwalania triaka.

Regulator dwupunktowy uzyskuje się, jeżeli jedno z wejść komparatora zostaje połączone przez dzielnik rezystorowy z napięciem stałym (końcówka 5), a do drugiego wejścia będzie doprowadzony sygnał z czujnika.

W regulatorze proporcjonalnym jednym z wejść komparatora steruje napięcie piłokształtne z generatora wewnętrznego (końcówka 1), a drugim napięcie z czujnika.

W regulatorze dwupunktowym-proporcjonalnym sygnał z czujnika jest porównywany z napięciem odniesienia, stanowiącym sumę napięcia stałego i napięcia piłokształtnego. Napięcie stałe dostarcza wewnętrzny stabilizator (końcówka 5), a napięcie piłokształtne wewnętrzny generator (końcówka 1). Proporcje napięć składowych ustala się przez odpowiednie dzielniki rezystorowe.

REGULATOR TEMPERATURY +40°...+120°C

Regulator temperatury z rysunku 3 umożliwia kontrolę temperatury w zakresie +40...+120°C. Regulacja temperatury odbywa się metodą dwupunktowo-proporcjonalną. Napięcie wejścia odwracającego (końcówka 4) jest sumą napięcia stałego uzyskanego z dzielnika rezystorowego R5, R6 oraz napięcia piłokształtnego, którego wartość określa dzielnik rezystorowy R4, R6. Z tym napięciem odniesienia jest porównywane napięcie z czujnika temperatury.

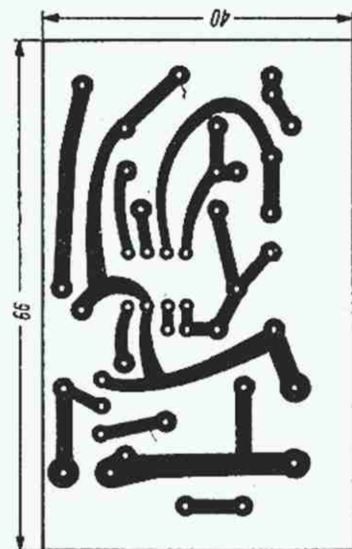
Czujnikiem temperatury jest termistor R_T, a wejściem czujnikowym jest wejście nieodwracające komparatora (końcówka 3). O potencjale wejścia nieodwracającego decyduje stosunek rezystancji termistora R_T oraz potencjometru R8 i rezystora R7. Ze wzrostem temperatury maleje rezystancja termistora. Wyłączenie triaka Ty przy wyższej temperaturze uzyskuje się zmniejszając potencjometr R8.

Triak Ty nie przewodzi, a przez obciążenie R_L nie płynie prąd, kiedy potencjał wejścia nieodwracającego komparatora jest ujemny w stosunku do wejścia odwracającego.

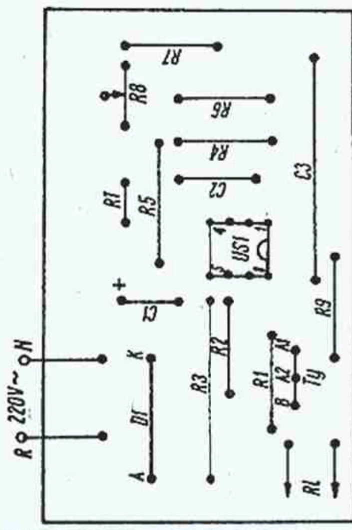
Częstotliwość wewnętrznego generatora napięcia piłokształtnego określa pojemność kondensatora C2.

Układ scalony US jest zasilany bezpośrednio z sieci energetycznej.

Dioda D1 spełnia funkcję prostownika jednopołówkowego. Rezystor R3 ogranicza prąd pobierany przez układ. Kondensator C1 filtruje napięcie zasilające. Stabilizator wewnętrzny zapewnia stabilizację napięcia zasilającego układ. Napięcie synchronizujące jest doprowadzane bezpośrednio z sieci przez rezystor R1. Rezystor R2 ogranicza amplitudę impulsu prądu sterującego bramkę triaka Ty.



Rys. 4
Płytka drukowana regulatora temperatury +40°...+120°C



Rys. 5. Schemat montażowy regulatora temperatury +40°...120°C

Rezystor R9 i kondensator C3 są elementami przeciwzakłóceniowymi. Regulator został zmontowany na płytce drukowanej (rys. 4), zgodnie ze schematem montażowym z rys. 5.

REGULATOR TEMPERATURY POKOJOWEJ

Do regulacji temperatury w pomieszczeniu służy układ z rys. 6. Poza utrzymywaniem stałej temperatury układ ten umożliwia samoczynne obniżenie temperatury w porze nocnej. Zakres regulacji temperatury +5°...+30°C. Regulator jest regulatorem dwupunktowym-proporcjonalnym.

Czujnikiem temperatury jest termistor R_T włączony między masę a wejście odwracające (końcówka 4). Termistor R_T z potencjometrem P2 i rezystancją wypadkową układu rezystorów R6, R7, P1 stanowi dzielnik rezystorowy, którego napięcie wyjściowe jest funkcją temperatury. Zmieniając wartość rezystancji potencjometru P2, zmienia się poziom temperatury, przy której na rezystancji termistora R_T powstaje spadek napięcia blokujący wyzwalanie triaka Ty.

Napięcie z układu czujnika temperatury jest porównywane z napięciem odniesie-

Leksykon techniki hi-fi i wideo (3)

pod red. Jerzego Aurebacha

Leksykon stanowi wybór haseł z obszernej pracy przygotowanej przez COBRE-SPU do wydania książkowego w Wydawnictwach Komunikacji i Łączności.

AROM, ang., skrót od Alterable Read Only Memory, programowana pamięć stała typu „tylko odczyt".

ASC, ang., Audioselectronic, nazwa stosowana przez niektóre firmy, znormalizowanego gniazda w odbiorniku telewizyjnym, przeznaczonego do przyłączania: słuchawek, dodatkowego głośnika, magnetofonu lub zestawu stereofonicznego hi-fi.

ASCII, ang., skrót od American Standard Code for Information Interchange, siedmiobitowy kod binarny służący do przesyłania znaków alfanumerycznych oraz znaków specjalnych.

ASL, ang. Automatic Stereo Level, automatyczna kontrola poziomu sygnału stereofonicznego; układ włączający dekoder sygnału stereofonicznego po osiągnięciu przez sygnał wejściowy wielkiej częstotliwości poziomu zapewniającego na wyjściu odbiornika prawidłową jakość odbioru emisji stereofonicznej, tzn. optymalny stosunek sygnału stereofonicznego do szumów i zakłóceń. Zastosowanie układu ASL umożliwia zrezygnowanie w odbiorniku z przełącznika mono-stereo. Jedno z oznaczeń firmowych układu ARC.

ASPS, ang., skrót od Automatic Spacing Pause System, system nagrywania w magnetofonie, zapewniający samoczynne tworzenie przerw między kolejnymi nagraniami. Przerwy są wykorzystywane przy odgrywaniu do automatycznego wyszukiwania wybranych nagrań. W urządzeniu zawierającym ASPS po naciśnięciu przycisku „stop" taśma nie przerywa biegu natychmiast, lecz dopiero po 3 s. Magnetofon znajduje się wówczas w pozycji „pauza" i jest gotowy do następnego nagrania. Układ ASPS jest włączany przełącznikiem przez użytkownika.

Assemble, ang., łączenie elektroniczne kolejnych nagrań magnetowidowych; jedna z form montażu nagrań magnetowidowych, wykonywanych sposobem elektronicznym (ang. Electronic Editing). Zapewnia włączenie nowego odcinka do dokonanego uprzednio nagrania bez utraty ciągłości obrazu i synchronizacji. Proces ten może być przeprowadzony automatycznie (ang. Automatic Assembly Recording System).

Asynchroniczna praca z siecią, w telewizji, odbiór programu, w których częstotliwość ramki (pól) równa 50 Hz nie jest synchroniczna z częstotliwością sieci zasilającej odbiornik telewizyjny, wynoszącą 50 ±1 Hz. Ze względu na niestabilność częstotliwości sieci odbiór telewizyjny ma z reguły charakter asynchroni-

czny. Różnica między faktycznymi częstotliwościami ramki (pól), sygnału telewizyjnego i sieci zasilającej może, w przypadku odbiornika pracującego nieprawidłowo, wywołać zakłócenia w odbiorze („przydźwięk" sieciowy) w postaci zniekształceń geometrycznych lub jasnych pasów obrazu przesuwających się po ekranie w kierunku pionowym. Sygnały telewizji programowej są stabilizowane częstotliwościowo niezależnie od częstotliwości sieci zasilającej.

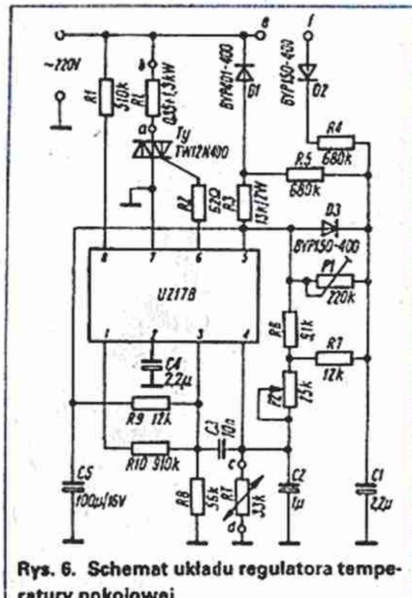
Automatic Assembly Recording System, ang., system zapisu z automatycznym łączeniem, system samoczynnego łączenia kolejnych nagrań magnetowidowych realizowanych na tej samej taśmie za pomocą kamery. Zapewnia on przy odtwarzaniu ciągłość synchronizacji i treści zapisu bez męczących szumów i błysków na ekranie. Przeznaczony do magnetowidów przenośnych, współpracujących z kamerą wysyłającą sygnały zatrzymania (pauzy) i uruchomienia (startu) taśmy. Przy zatrzymaniu następuje automatyczne przewinięcie niewielkiego odcinka taśmy do tyłu. Po ponownym uruchomieniu nagrywanie zaczyna się wówczas, gdy przesuw taśmy osiągnie taką prędkość, że pochodzące z kamery impulsy synchronizujące zaczną się pokrywać z impulsami synchronizującymi odczytanymi z cofniętego odcinka. Praktycznie, nowe nagranie zaczyna się już po upływie 0,1 s, od chwili zwolnienia przycisku „pauza", dzięki czemu oko nie zauważa przerwy w informacji.

Automatyczna redukcja zniekształceń, ang. Automatic Distortion Reduction (ADR), ogólna nazwa korekcyjnego układu elektronicznego stosowanego w magnetofonach, zabezpieczającego zapis przed przesterowaniem sygnałami o dużych poziomach w górnym zakresie częstotliwości przenoszonego pasma.

Automatyczne dostrojenie precyzyjne w telewizji kolorowej, układ umożliwiający precyzyjne dostrojenie odbiornika do optymalnej jakości obrazu. Układ przechowuje w pamięci wzorcowe dostrojenie wybrane uprzednio przez użytkownika. Układ tego typu jest umieszczany w bloku regulacji odbiornika zawierającym układy zdalnego sterowania, zaprogramowane do automatycznego dostrajania do wybranej stacji.

Automatyczny „Pop up", układ mechaniczno-elektroniczny zapewniający samoczynne wyłączanie magnetofonu na końcu taśmy z jednoczesnym wyrzuceniem kasety z kieszeni. Układ stosowany głównie w samochodowych radiomagnetofonach i odtwarzaczach.

Auto Relay System, ang., firmowa nazwa układu do samoczynnego włączania drugiego z dwóch połączonych ze sobą magnetofonów w chwili zakończenia odgrywania taśmy na pierwszym. ARS jest stosowany z reguły w magnetofonach kasetowych z niezależnymi mechanizmami napędowymi. Jest wykorzystywany do odtwarzania muzyki „non stop".



Rys. 6. Schemat układu regulatora temperatury pokojowej

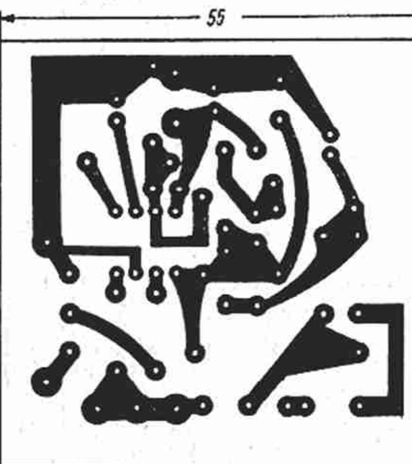
napięcie zasilania, ograniczone przez stabilizator wewnętrzny.

W obwodzie bramki triaka Ty zastosowano rezystor R2, który ogranicza prąd bramki triaka i tym samym ogranicza pobór prądu przez układ. Zmniejsza się moc tracona w rezystorze R3.

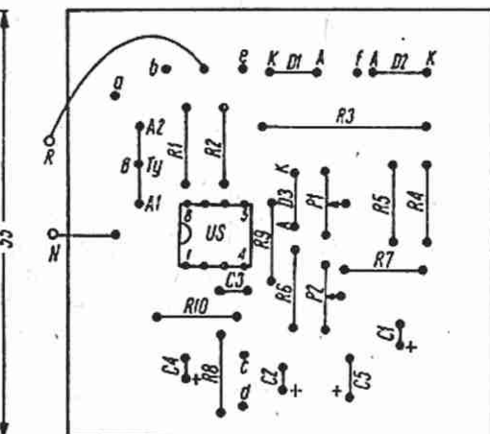
Czas trwania impulsu wyjściowego wyznacza rezystancja rezystora synchronizującego R1.

Kondensatory C2, C3 eliminują wpływ zakłóceń na stan wejścia czujnikowego.

Dzielnik utworzony z termistora R_T i potencjometru P2 jest zasilany z wewnętrznego stabilizatora układu US przez rezystor R6 i z kondensatora C1 przez rezystor R7. Napięcia ze stabilizatora nie można regulować, ale można zmieniać napięcie kondensatora C1. Obniżając poziom napięcia ujemnego, do którego jest naładowany



Rys. 7. Płytka drukowana regulatora temperatury pokojowej



Rys. 8. Schemat montażowy regulatora temperatury pokojowej

nia, doprowadzonym do wejścia nieodwracającego (końcówka 3). Napięcie odniesienia powstaje w wyniku zsumowania na rezystorze R8 napięcia stałego i napięcia piłokształtnego.

Napięcie stałe uzyskuje się, przez dzielnik rezystorowy R8, R9, z wewnętrznego stabilizatora. Poziom składowej piłokształtnej określa dzielnik rezystorowy R10, R8, zasilany napięciem wyjściowym generatora.

Przy wzroście temperatury maleje rezystancja termistora R_T i potencjał wejścia odwracającego. Jeżeli potencjał wejścia odwracającego będzie dodatni w stosunku do wejścia nieodwracającego, nie ma generacji impulsów wyzwalających triak Ty. Gdy temperatura otoczenia będzie niższa od temperatury ustawionej potencjometrem P2, wejście nieodwracające będzie na potencjale wyższym niż wejście odwracające i generowane impulsy będą wprowadzały w stan przewodzenia triak Ty. Układ jest zasilany z sieci przez rezystor R3 i diodę D1. Kondensator C5 filtruje

kondensator C1, obniża się napięcie zasilające potencjometr P2 i termistor R_T. Wejście odwracające (końcówka 4) osiąga wówczas potencjał blokowania triaka przy niższej temperaturze otoczenia.

Zmniejszenie napięcia ujemnego na kondensatorze C1 uzyskano przez ładowanie kondensatora napięciem dodatnim. Podczas zwarcia zestyków e-f, prostownik jednopołówkowy D2 dostarcza napięcie o dodatniej polaryzacji. Rezystor C4 ogranicza prąd ładowania kondensatora. Wpływ ładowania napięciem dodatnim jest uzależniony od wartości rezystora zmiennego P1. Rezystancja rezystora zmiennego P1 powinna być większa od 0 w celu zmniejszenia ujemnej polaryzacji kondensatora. Im większa rezystancja rezystora zmiennego P1, tym większy wpływ napięcia dodatniego i tym mniejsze napięcia na kondensatorze C1.

Zestyki e-f można zewrzeć włącznikiem ręcznym lub można zastosować zewnętrzny zegar sterujący. Regulator zmontowano na płytce drukowanej z rys. 7, zgodnie ze schematem montażowym z rys. 8.

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 7 (285) LIPIEC 1984

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

Z DZIAŁALNOŚCI ORGANIZACYJNEJ PZK

Już w marcu br. rozpoczęto zwoływanie zjazdów wojewódzkich PZK w ramach obecnej kampanii sprawozdawczo-wyborczej. Pierwszy taki zjazd odbył się 25 marca w Katowicach, w Ośrodku Harcerskim na terenie chorzowskiego Parku Kultury i Wypoczynku. Wzięło w nim udział ponad 230 nadawców i wielu delegatów spośród członków nadzwyczajnych PZK. Wśród zaproszonych gości byli przedstawiciele wielu organizacji i instytucji związanych na tym terenie z krótkofalarstwem. Zarząd Główny PZK reprezentował wiceprezes d/s technicznych SP7HF.

W referacie sprawozdawczym ustępującego zarządu, odczytanym przez prezesa SP9DW, podkreślono trudności w pracy organizacyjnej, związane z blisko dwuletnim okresem nieważności licencji i z faktem, że nie wszyscy dawni posiadacze licencji wystąpili dotychczas o jej zwrot. Jednocześnie podkreślono i pozytywy: dwuletnią pracę grupy krótkofalowców z kilku klubów nad budową i uruchomieniem przemiennika UKF-FM SR9E na Podzamczu (piszemy o tym obok), wznowienie nadawania komunikatów oddziałowych przez radiostację SP9PNB, opracowywanych i emitowanych pod kierunkiem SP9MM oraz szybki rozwój sieci radiotelefonicznej UKF-FM w ostatnim okresie. Referat sprawozdawczy był uzupełniony przez kolegów, odpowiedzialnych za niektóre odcinki działalności ZOW: sekretarza ZOW SP9DL, kierującego zespołem budującym przemiennik SR9E SP9CSW i inicjatora powołania do życia Polskiego Klubu QRP SP9CXS. Znaczna część postulatów i wniosków zgłoszonych w trakcie dyskusji znalazła się w uchwale zjazdu.

W wyniku przeprowadzonych wyborów wyłoniono 10-osobowy Zarząd Oddziału, 6-osobową Komisję Rewizyjną i 22-osobową delegację na Zjazd Krajowy PZK. Podczas pierwszego posiedzenia Zarządu Oddziału, jakie odbyło się jeszcze podczas zjazdu, rozdzielono funkcje. Prezesem ZOW wybrano SP9MM, wiceprezesem SP9EU, a sekretarzem ponownie SP9DL.

Przed rozpoczęciem obrad zjazdu i podczas przerw odbywała się giełda materiałowo-sprzętowa, ciesząca się dużym powodzeniem. Można tu było nabyć lub wymienić wiele interesujących rzeczy, przydatnych w działalności krótkofalarskiej. Dużym powodzeniem cieszyły się drukowane płytki montażowe do transceivera „Bartek", opisanego w naszym miesięczniku. Kolejne zjazdy wojewódzkie PZK odbyły się 1 kwietnia w Poznaniu i Bielsku-Białej. Tam również wybrano nowe władze Oddziałów i delegatów na Zjazd Krajowy PZK.

W dniu 3 kwietnia br. odbyła się w siedzibie Zarządu Głównego PZK narada przedstawicieli pionu łączności ZG LOK, Głównej Kwatery ZHP i Zarządu Głównego PZK, poświęcona omówieniu wspólnych przedsięwzięć krótkofalarskich, organizowanych w tym roku pod hasłem obchodów 40-lecia zwycięstwa nad faszyzmem. Naradę prowadzili: sekretarz ZG PZK SP8TK i przewodniczący komisji międzynarodowej PZK SP5HS.

Program podjętych wspólnie przedsięwzięć przewiduje między innymi: pracę centralnej radiostacji PZK pod okolicznościowym znakiem w sztafecie stolic krajów socjalistycznych (od 22 lipca br.), pracę 10 okolicznościowych radiostacji w dniach 20–22 lipca z miejscowości znanych z walk obronnych w 1939 roku, walk wyzwoleńczych i martyrologii narodu polskiego i narodów Europy, udział krótkofalowców polskich w akcji poszukiwania łącznościowców, którzy brali udział w II wojnie światowej, udział reprezentacyjnych ekip SP w bezpośrednich zawodach KF i UKF, organizowanie krajowych zawodów krótkofalarskich pod hasłami rocznicowymi i wydawanie okolicznościowych dyplomów. Dokładne informacje dotyczące znaków radiostacji okolicznościowych oraz terminów i regulaminów pozostałych imprez będą podawane w komunikatach SP9PNB, w RBI PZK, na łamach „Biuletynu PZK" i na łamach „Re". Ogłoszono już regulaminy: dyplomu „40-lecia PRL i Ludowego Lotnictwa Polskiego" i zawodów „Maraton PKWN". Na naradzie ustalono, że wszystkie imprezy i zawody krótkofalarskie będą przebiegać w latach 1984/85 w Polsce pod hasłami rocznicowymi.

W drugiej części narady omówiono wstępnie problemy związane z udziałem zawodników polskich w dorocznych bezpośrednich zawodach UKF „Zwycięstwo" (w tym roku są to zawody „Zwycięstwo 39" i odbędą się w Węgierskiej Republice Ludowej), w obozie szkoleniowo-treningowym w Czechosłowacji (w czerwcu) dla zawodników ARS, w międzynarodowych zawodach kontrolnych ARS przed mistrzostwami świata (w sierpniu, także w Czechosłowacji) oraz w II Mistrzostwach Świata w ARS w Norwegii (we wrześniu).

Postanowiono organizować częściej podobne narady, ułatwiające koordynację poczynań sportowych, szczególnie na arenie międzynarodowej, wszystkich organizacji zajmujących się krótkofalarstwem.

Sprawie udziału delegacji PZK w Kongresie 1 Regionu IARU, który odbywał się w dniach od 8 do 13 kwietnia w Cefalu na Sycylii, było poświęcone rozszerzone posiedzenie Komisji Współpracy Międzynarodowej PZK w dniu 10 marca, a następnie – w znacznej części – posiedzenie Prezydium ZG PZK, które odbyło się w dniu 31 marca br. Ostatecznie w składzie delegacji polskiej wyjechali: prezes PZK dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV i członek grupy mikrofalowej 1 Regionu doc. dr Janusz Konopka SP5JC. W Kongresie brali udział także inni członkowie PZK: Wojciech Nietyksza SP5FM – jako wiceprzewodniczący Komitetu Wykonawczego 1 Regionu IARU oraz mgr inż. Krzysztof Słomczyński SP5HS i mgr inż. Henryk Cichoń SP9ZD – jako przewodniczący Grup Roboczych 1 Regionu. Wstępną relację z przebiegu i ustaleń Kongresu w Cefalu zamieścimy w następnym numerze.

SP5QU

KOMUNIKAT KOMISJI TECHNICZNEJ ZG PZK

Komisja Techniczna ZG PZK, organizator Konkursu Twórczości Krótkofalarskiej informuje, że przychylając się do sugestii niektórych potencjalnych uczestników tego konkursu i uwzględniając przesunięcie terminu Zjazdu Krajowego PZK, przedłuża termin zakończenia przyjmowania zgłoszeń do końca września 1984 roku. Wszystkie nadesłane dotychczas zgłoszenia (dokumentacje) i te, które nadejdą w przedłużonym terminie – zostają przyjęte do II etapu konkursu, toteż zachowanie animowości zgłaszających nie jest konieczne. Równocześnie – dla umożliwienia udziału w konkursie najliczniejszej rzeszy konstruktorów sprzętu krótkofalarskiego – postanowiono dopuścić do udziału w konkursie na równych prawach opracowania wcześniejsze, nawet już opisywane w periodykach krótkofalarskich. Można także zgłaszać do udziału w Konkursie Twórczości Krótkofalarskiej ciekawe rozwiązania układowe fragmentów urządzeń: bloki funkcjonalne, a nawet pojedyncze stopnie (np. stopnie mocy).
Autorzy najliczniej prezentowanych urządzeń mogą otrzymać nagrody i wyróżnienia za całokształt działalności.
Zachęcamy do masowego udziału w konkursie. Nagród przybywa. *SP5QU*

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

■ W tegorocznych polskich zawodach międzynarodowych KF – SP DX Conteście – które zostały zorganizowane w tym roku przez SP DX Klub pod hasłami 40-lecia PRL i 25-lecia SP DX Klubu w dniach 7 i 8 kwietnia, wzięło udział wiele polskich radiostacji amatorskich. Stacje polskie nawiązały wiele ciekawych łączności, a radiostacje zagraniczne miały okazję uzupełniania brakujących województw do dyplomu „POLSKA" i spełniania warunków członkowstwa honorowego SP DX Klubu.

■ W pierwszej dekadzie grudnia ubiegłego roku odbyły się w Moskwie pierwsze Mistrzostwa Europy w Sportowej Telegrafii Morse'a. W klasyfikacji zespołowej zwyciężyła reprezentacja krótkofalowców Związku Radzieckiego przed Bułgarią i Czechosłowacją. Indywidualnie we wszystkich konkurencjach zwyciężyli także zawodnicy radzieccy.

■ Zarząd Klubu SP6PRT przy Klubie ŚOW we Wrocławiu informuje, że od dnia 1.04.1984 uległa zmianie opłata za dyplom „SP6". Koszt tego dyplomu obecnie wynosi 150 zł (dotychczas 50 zł). Podwyższenie opłaty nastąpiło wskutek wzrostu kosztów druku dyplomu i innych usług. Przypominamy adres, pod który należy przesyłać przekazem pocztowym opłatę za dyplom: Zenon Pietrzak SP6FER, skrytka pocztowa 2156, 50-985 Wrocław 47.

■ Na częstotliwości 10.144 kHz czynny jest beacon DKØWCY (QTH DN37g), którego zadaniem jest informowanie o występowaniu warunków zorzowych na UKF. Przy okazji podania tej informacji przypominamy, że zgodnie z ustaleniami podjętymi na ostatnim spotkaniu Grupy Roboczej UKF 1 Regionu IARU, w przypadku występowania bardzo dobrej propagacji zorzowej i zatłoczenia odcinka telegraficznego pasma 144 MHz, zaleca się przeprowadzać łączności telegraficzne także w wycinku 144,500 do 144,845 MHz. Informację tę nadesłał DK2ZF za pośrednictwem SP1CNV.

■ Zwracamy uwagę, że w kalendarzu zawodów krótkofalarskich wydanym oddzielnie przez PZK, a także zamieszczonym w części w numerze 3 „Krótkofalowca Polskiego", przy godzinach trwania „Dnia Aktywności SP" zbytecznie umieszczono znaczek „x", sugerujący czas UTC. Wynikło to wskutek zmiany godzin i rodzaju czasu tych zawodów już po ich pierwszej turze. Zawody te odbywają się zawsze w godzinach 9–12 czasu lokalnego.

■ Harcerski Ośrodek Łączności Chorągwi Elbląskiej ZHP (skrytka pocztowa 18, 82–300 Elbląg) zwrócił się do nas o poinformowanie czytelników, że zbiera informacje dotyczące udziału krótkofalowców i łącznościowców harcerskich w pracy Zespołu Łączności Radiowej podczas wszystkich turnusów Operacji Bieszczady-40. Oczekują w Elblągu na wszelkie wspomnienia, fotografie, artykuły prasowe, znaczki okolicznościowe itp, a także na zgłoszenia korespondencyjne wszystkich, którzy choć raz brali udział w tej operacji. Będzie do nich wysłana specjalna ankieta statystyczna.

■ W I Próbach Subregionalnych, które odbyły się w dniach 3 i 4 marca 1984 r., czołówka polskich radiostacji UKF uzyskała następujące rezultaty: 144 MHz SO – SP6FUN (35 900 pkt) przed SP6LZW (26 189 pkt) i SP5AD (19 994 pkt), 144 MHz MO – SP6ZDA (10 939 pkt) przed SP5KVW (6 389 pkt), 432 MHz SO – SP9MN (2151 pkt) przed SP6AZT (1622 pkt) i SP6JLW oraz SP5AD (po 970 pkt). W pasmie 432 MHz pracowała tylko jedna radiostacja klubowa: SP6ZDA, uzyskując 197 punktów.

■ W zawodach regionalnych UKF w roku 1983 sklasyfikowano następujące radiostacje polskie: w pasmie 144 MHz SO – 62 (miejsce w klasyfikacji ogólnej) SP6LB/6, 78. SP9WY, 94. SP6BQA, 147. SP5AD i 182. SP9EU/9 – na 469 sklasyfikowanych zawodników. W klasyfikacji 144 MHz MO stacja SP6GZZ została sklasyfikowana na 332 miejscu na 490 sklasyfikowanych ogółem. Natomiast w kategorii 432 MHz SO 43 miejsce zajął SP6LB/6, 194 miejsce SP9MM/9 – na 366 sklasyfikowanych zawodników.

■ W wielu klubach dobiegł końca cykl szkolenia krótkofalarskiego, rozpoczętego już po zniesieniu stanu wojennego w Polsce. Rezultatem pomyślnego zdania egzaminów na świadectwo uzdolnienia przez wielu uczestników kursów, są już wydane liczne nowe licencje. Niektórzy nowolicencjonowani krótkofalowcy pracują już w „eterze", a inni intensywnie szykują sprzęt. Wśród używanego przez nich sprzętu dominują radiotelefony UKF – FM i transceivery „Bartek". *SP5QU*

SR9E – PIERWSZY POLSKI PRZEMIENNIK AMATORSKI UKF–FM

Coraz większą popularność zdobywają na świecie przemienniki częstotliwości (stacje przekaźnikowe), używane przez amatorów pracujących w pasmach UKF do rozszerzenia zasięgu. Przemienniki takie, usytuowane zazwyczaj na szczytach górskich lub w wysokich budynkach na terenach nizinnych, odbierają sygnały do retransmisji na jednej częstotliwości pasma, a nadają je na innej. W paśmie 144 MHz, dla sygnałów z modulacją częstotliwości, przyjęto odstęp między tymi częstotliwościami równy 600 kHz, przy czym częstotliwość nadawania przemiennika jest większa od częstotliwości odbioru. Dzięki stacjom przemiennikowym możliwe jest nawiązywanie łączności przy użyciu małych, ręcznych radiotelefonów na odległości rzędu dziesiątków kilometrów, a w niektórych przypadkach – nawet rzędu setek kilometrów. Rozszerzają się w ten sposób możliwości prowadzenia łączności przez stacje skromnie wyposażone (np. korzystające z prostych anten dipolowych lub GP), a równocześnie powstają możliwości organizacji sieci amatorskich UKF – FM dla akcji społecznie użytecznych lub dla obrony cywilnej.
Zrozumiano to już dość dawno np. w NRD i Czechosłowacji, gdzie istnieją już liczne stacje przemiennikowe dla amatorów

pracujących w pasmie 144 MHz. Krótkofalowcy polscy, zamieszkujący wzdłuż południowej i zachodniej granicy Polski od dawna już korzystają z tych przemienników. Grupa krótkofalowców z województwa katowickiego, zachęcona wynikami uzyskiwanymi podczas pracy przez przemiennik czechosłowacki na Łysej Górze koło Ostrawy, kierując się względami ambicjonalnymi i chęcią uzyskania „wglądu" w głąb kraju, postanowiła przystąpić do budowy własnego przemiennika. Zamiar ten powstał jeszcze w 1981 roku. W niedługim czasie powstał zespół, składający się z członków: Klubu Krótkofalowców PZK przy Domu Technika NOT w Dąbrowie Górniczej SP9PDG, Śląskiego Klubu Krótkofalowców SP9PEZ w Katowicach, Klubu Krótkofalowców PZK SP9PPP przy Zespole Szkół Elektryczno – Elektronicznych w Bytomiu i Klubu Krótkofalowców PZK SP9PKD przy Spółdzielni Mieszkaniowej w Zawierciu, który przy bezinteresownej pomocy szeregu instytucji województwa i wielu indywidualnych krótkofalowców, zaprojektował i wykonał pierwszy polski przemiennik amatorski UKF – FM. Przemiennik ten, który po dopuszczeniu do eksploatacji otrzymał znak wywoławczy SR9E, jest urządzeniem sterowanym automatycznie, pracującym bez obsługi i pracującym w kanale RØ (wejście 145 000 kHz, wyjście 145 600 kHz) z mocą nadajnika 1 W. Przy budowie przemiennika wykorzystano elementy produkcji krajowej. Urządzenie składa się z trzech zasadniczych części (pod względem elektrycznym, bo mechanicznie wykonane jest w dwóch obudowach, zamkniętych w jednej skrzyni): odbiornika, nadajnika i układu sterującego. W układzie sterującym znajduje się generator znaku wywoławczego SR9E oraz układ załączania przemiennika, sterowany przychodzącym tonem modulacyjnym 1750 Hz.

Przemiennik został zainstalowany na stałe na terenie Jury Krakowsko-Częstochowskiej w miejscowości Podzamcze koło Zawiercia, w jednopiętrowym budynku, będącym do niedawna stanicą turystyczną, niedaleko ruin zamku.

Przemiennik współpracuje z dwiema niezależnymi antenami GP; trzecia antena przygotowana jest dla radiolatarni, która będzie tam uruchomiona zaraz po otrzymaniu zezwolenia. Pomiędzy antenami i urządzeniem znajdują się dwa niezależne rurowe obwody rezonansowe, tak zwane dipleksery. W przyszłości twórcy przemiennika przewidują powiększenie liczby tych obwodów i wykorzystywanie wspólnej anteny do nadawania i odbioru.

Całe przedsięwzięcie wymagało pokonania wielu trudności technicznych i organizacyjnych. Zapał jednak zrobił swoje i po pokonaniu wielu trudności można było pod koniec roku przeprowadzić próby techniczne w miejscu zainstalowania, a w dniu 18 lutego 1984 roku – oddać przemiennik do próbnej eksploatacji dla szerokiej rzeszy UKF-owców. Zebrane doświadczenia będą wykorzystane przez twórców przemiennika SR9E przy planowanej budowie następnego, o większym zasięgu, a także mogą być wykorzystywane przez inne zespoły podejmujące podobne przedsięwzięcia.

Z kronikarskiego obowiązku należy odnotować, że głównymi konstruktorami tego pierwszego w Polsce amatorskiego przemiennika UKF – FM są: Jerzy Wojciechowski SP9MCW, Jacek Ziemniak SP9CSW i Zbigniew Sitko SP9–2841. Na ostatnim zjeździe wojewódzkim PZK w Katowicach otrzymali oni dyplomy za swój wkład pracy.

W niedalekiej przyszłości zostanie uruchomiony z miejsca zainstalowania przemiennika wspomniany już beacon (radiolatarnia) SP9VHE, pracujący emisją F2 i mocą około 100 mW, który uwzględniając wysokość zainstalowania anteny (około 504 m n.p.m.) będzie przy dobrych warunkach daleko słyszalny.

Będąc zaproszony w celu obejrzenia przemiennika SR9E, miałem możność odwiedzić po drodze klub SP9PKD w Zawierciu, jako jeden z klubów zaangażowanych w budowę i instalację przemiennika. Klub ten, działający przy miejscowej spółdzielni mieszkaniowej i korzystający z jej wydatnej pomocy, mieści się w kilku ładnych pomieszczeniach na ostatniej kondygnacji (XI piętrze) budynku mieszkalnego niedaleko dworca kolejowego (ul. Krasickiego 37 m 69). Zrzesza on obecnie 30 członków aktywnie pracujących w klubie pod kierunkiem prezesa SP9CXS. Stacja klubowa SP9PKD pracuje w pasmie 144 MHz (oczywiście głównie przez przemiennik), a także w paśmie 3,5 MHz, używając w tym przypadku „Bartka". Większe urządzenie krótkofalowe znajduje się w budowie. Klub ma dobre wyposażenie w przyrządy pomiarowe i narzędzia, co stanowi dobrą podstawę owocnej działalności technicznej. *SP5QU*

KĄCIK POCZĄTKUJĄCEGO KRÓTKOFALOWCA

Przeprowadzanie nasłuchów radiostacji amatorskich nie jest trudne, jednak aby w pełni rozumieć treść i sens rozmów krótkofalowców, prowadzonych nawet w znanym nam języku, na przykład w języku polskim, należy przyswoić sobie na początek podstawowe wiadomości o łączności krótkofalarskiej, jakie podam tu i w następnym numerze pisma.

Zacznijmy od częstotliwości fal radiowych, jakie stoją do dyspozycji krótkofalowców w Polsce i od rodzajów używanych emisji. Częstotliwości pasm amatorskich są następujące:

- pasmo 160 metrów: od 1750 do 1930 kHz, telegrafia (CW) i fonia (SSB, AM)
- pasmo 80 metrów: od 3500 do 3600 kHz tylko telegrafia, od 3600 do 3800 kHz – fonia i telegrafia
- pasmo 40 metrów: od 7000 do 7040 kHz tylko telegrafia, od 7040 do 7100 kHz – fonia i telegrafia
- pasmo 20 metrów: od 1400 do 14100 kHz tylko telegrafia, od 14100 do 14350 – fonia i telegrafia
- pasmo 15 metrów: od 21000 do 21150 kHz tylko telegrafia, od 21150 do 21450 – fonia i telegrafia
- pasmo 10 metrów: od 28000 do 28200 kHz tylko telegrafia, od 28200 do 29700 kHz – fonia i telegrafia
- pasmo ultrakrótkofalowe 2 metry: od 144 do 146 MHz z podziałem na różne rodzaje emisji ujęte w tak zwanym band planie, o czym będzie mowa później
- pasmo ultrakrótkofalowe 70 cm: od 430 do 440 MHz, także z podziałem ujętym w band planie.

Niezależnie od wymienionych pasm, krótkofalowcy polscy mogą uzyskiwać indywidualnie zezwolenia na pracę w pasmach 23 cm i 3 cm. Poza podanym wyżej podziałem krótkofalowych pasm amatorskich na podstawowe emisje: fonię i telegrafię, wyznaczono w nich wiele częstotliwości „przeznaczonych w pierwszym rzędzie do pracy na bardzo duże odległości (DX), pracę innymi dopuszczalnymi rodzajami emisji (SSTV, RTTY) i do pracy małą mocą (QRP). W pasmach UKF dozwolone jest używanie modulacji częstotliwości (FM), także w wydzielonych wycinkach pasm.

Najlepiej jest zaczynać nasłuchy od pasma 80 m, ponieważ słychać tu najwięcej radiostacji polskich, pracujących fonią i telegrafią. Wymaga to jednak budowy odbiornika na to pasmo lub chociażby przestrojenia jednego z zakresów odbiornika z wieloma zakresami fal krótkich. Większość odbiorników radiofonicznych umożliwia natomiast odbiór, bez przestrojenia, w pasmach 40 m i 20 m. Mimo to, nie można takim odbiornikiem odbierać sygnałów radiostacji amatorskich bez pewnego uzupełnienia układu. Polega ono na dodaniu tranzystorowego generatora pomocniczego do odbioru CW i SSB, wbudowanego wewnątrz lub umieszczonego przy odbiorniku. Schemat i sposób korzystania z takiego generatora omówimy w jednym z następnych odcinków cyklu.

Radiostacje amatorskie podczas pracy w „eterze" podają swój znak wywoławczy, który pozwala na ich bliższą indentyfikację. Znak ten składa się z liter i cyfr. Pierwsza litera lub dwie litery, a czasem cyfra i litera – to prefiks, określający przynależność państwową radiostacji. Dla Polski prefiksem jest SP, dla ZSRR – UA, UB, UC, UD, UF, UG, UH, UI, UJ, UK, UL itd – zależnie od republiki, dla USA – W, WA, WB, K itd, dla Czechosłowacji – OK, dla NRD – Y i tak dalej. Po prefiksie następuje cyfra okręgu (rzadziej 2 cyfry, jak np. w przypadku NRD lub radiostacji okolicznościowych). W Polsce używane są cyfry od 1 do 9, a cyfra Ø (przekreślamy zero, aby odróżnić je od litery „O") zarezerwowana jest dla radiostacji okolicznościowych.

Trzecią częścią znaku wywoławczego są dwie lub trzy litery, tak zwany sufiks, nie powtarzający się w tym samym okręgu wywoławczym. W rezultacie tak skonstruowany znak wywoławczy precyzyjniej indentyfikuje jego posiadacza niż imię i nazwisko, bo jest niepowtarzalny. Operatorzy radiostacji amatorskich podają znaki wywoławcze na fonii w fonetycznym brzmieniu poszczególnych liter, np. „es pe pięć a be ce" lub je literują, np. „Stefan Paweł pięć Anna Barbara Celina". Do literowania używa się w języku polskim popularnych imion własnych w pierwszym przypadku liczby pojedynczej (bez zdrobnień), natomiast przy łącznościach prowadzonych w językach obcych – analogicznych wyrazów międzynarodowo przyjętych, np. „Sierra Papa five Alpha Bravo Charlie". Prawidłowy odbiór i zanotowanie znaków wywoławczych radiostacji amatorskich – to pierwszy etap wtajemniczenia w tajniki krótkofalarstwa.

Każdy nasłuchowiec prowadzi dziennik nasłuchowy, czyli notuje kolejno w specjalnie do tego przeznaczonym zeszycie: datę odbioru danej stacji, godzinę wg czasu uniwersalnego (UTC = GMT – różniącego się od naszego czasu letniego o 2 godziny, a od czasu zimowego o 1 godzinę, np. godzina 12 UTC, to u nas 13 zimą i 14 latem), pasmo częstotliwości, rodzaj emisji, znak wywoławczy radiostacji odbieranej, raport dotyczący słyszalności, imię operatora i miejscowość z której pracuje (QTH), a także inne uwagi związane z dokonanym nasłuchem, np. z kim radiostacja ta pracowała, jakie miała wyposażenie techniczne itp.

Bardzo ważnym elementem nasłuchu jest cyfrowy raport dotyczący słyszalności odbieranej radiostacji. O tym, a także o skrótach międzynarodowych używanych przez krótkofalowców podczas łączności telegraficznych i fonicznych – już w następnym numerze.

• • •

Piszcie do nas, jeśli macie pytania związane z tym kącikiem lub z początkiem Waszej krótkofalarskiej działalności. Na pytania interesujące szerszy ogół odpowiemy na łamach naszego czasopisma, natomiast na inne będziemy odpowiadać korespondencyjnie. Prosimy jednak nie zwracać się o przysyłanie schematów urządzeń: schematy takie znajdują się w książkach technicznych dla krótkofalowców. Są także zamieszczane na łamach „Radioelektronika" i „Biuletynu PZK".

Wiktor Chojnacki SP5QU



z praktyki radioamatorskiej

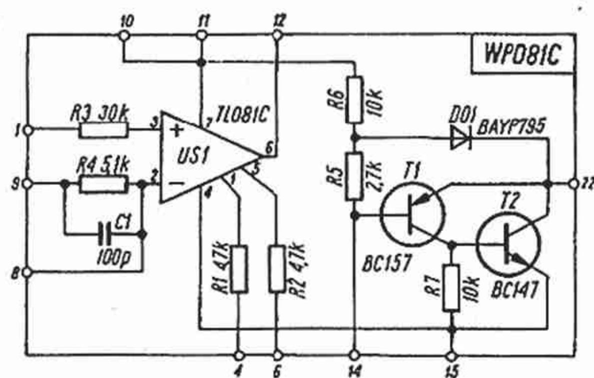
Naprawa multimetru V-640

W artykule opisano sposób naprawy multimetru V-640 w przypadku uszkodzenia jego podstawowego elementu, jakim jest hybrydowy wzmacniacz pomiarowy typu HLY7006R.

W praktyce amatorskiej autor spotkał się z dość kłopotliwym uszkodzeniem multimetru V-640, produkowanego przez Zjednoczone Zakłady Elektronicznej Aparatury Pomiarowej MERATRONIK. Uszkodzeniu uległ hybrydowy wzmacniacz pomiarowy typu HLY7006R. Usiłowania zakupu tego układu hybrydowego lub jego wymiany w placówkach państwowych prowadzących naprawę sprzętu pomiarowego, z powodu braku tej części, spełzły na niczym. Istniała możliwość naprawy przyrządu w zakładach rzemieślniczych, lecz proponowane ceny były niewspółmiernie wysokie w stosunku do ceny państwowej całego multimetru, a proponowane sposoby naprawy budziły wiele zastrzeżeń. Pozostało więc jedno wyjście: samodzielne zaprojektowanie „pseudo-hybrydu", wykonanie go i wmontowanie do przyrządu.

W konstrukcji zastępczego układu, nazwanego WPO81C, częściowo porzucono rozwiązanie typowego układu HLY7006R. Oryginalny układ składa się ze wzmacniacza operacyjnego i układu zasilacza, który wytwarza „sztuczną masę" o potencjale równym około 3,5 V względem „minusa" napięcia zasilającego.

W układzie WPO81C pozostawiono nie zmieniony układ zasilacza, natomiast w miejsce wzmacniacza operacyjnego, wykonanego z elementów dyskretnych, zastosowano scalony wzmacniacz operacyjny typu TL081C, firmy Texas Instruments. Wzmacniacz ten jest już dość starą konstrukcją, w związku z tym można go



Rys. 1. Schemat układu zastępującego wmacniacz hybrydowy HLY7006R
R01, R02 – elementy dodatkowe; D1, R18, R28 – elementy zdemontowane z płytki B-31-2005

stosunkowo łatwo i tanio kupić (cena 500–700 zł). Rezystancja wejściowa tego wzmacniacza wynosi 1000 MΩ. W miejsce jego można również z pełnym powodzeniem (bez zmiany schematu) zastosować układy scalone AD523J firmy Analog Devices lub 8007C firmy Intersil.

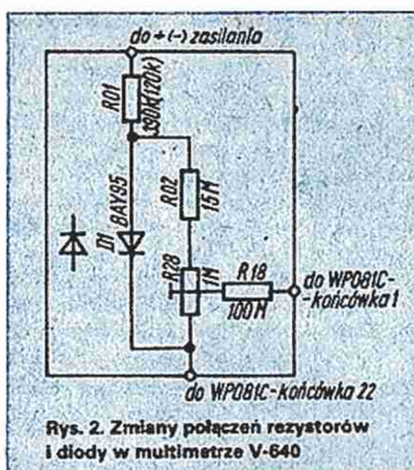
Schemat nowego układu WPO81C przedstawiono na rys. 1.

Układ mieści się na płytce drukowanej o rozmiarach 28×36 mm. Te rozmiary podyktowane są wielkością miejsca na płytce drukowanej B-31-2005 przyrządu, na której jest umieszczony hybrydowy układ scalony HLY7006R.

Płytka drukowana WPO81C została zaprojektowana tak, aby ścieżki miedziane znajdowały się od górnej powierzchni, a elementy dyskretne między płytką WPO81C i płytką B-31-2005. Projektując płytkę drukowaną należy zwrócić uwagę, aby połączenie między wejściem nieodwracającym układu US1, a teflonową łączówką na płytce B-31-2005 było jak najkrótsze. Połączenie to należy wykonać w powietrzu, tak aby końcówka wejścia nieodwracającego US1 była przylutowana bezpośrednio do rezystora R3, a ten z kolei bezpośrednio połączony z łączówką na płytce. Takie rozwiązanie jest konieczne dla zachowania dużej rezystancji wejściowej US1 i całego miernika.

Płytkę WPO81C połączono z płytką B-31–2005 za pomocą odcinków drutu srebrzonego. Otwory do wlutowania tych odcinków rozmieszczono tak, aby odpowiadały one końcówkom układu hybrydowego HLY7006R. Na rys. 1 zaznaczone numery końcówek układu WPO81C odpowiadają numerom końcówek układu HLY7006R.

Po przeanalizowaniu schematu miernika i współpracującego z nim układu WPO81C, okaże się że pozostaną niepołączone elementy R21, R33, C9, C11 z płytki B-31–2005. Elementy te są potrzebne do kompensacji wzmacniacza HLY7006R,



Rys. 2. Zmiany połączeń rezystorów i diody w multimetrze V-640

a nie są potrzebne do wewnętrznie skompensowanego układu TLO81C.

Uległo również zmianie połączenie rezystorów R18, R28 i diody D1. Zmiany te przedstawiono na rys. 2. W nowej wersji rezystory te i dioda służą do kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego TLO81C.

W naprawianym mierniku zastosowany wzmacniacz wymagał doprowadzenia do wejścia nieodwracającego napięcia dodatniego, ponieważ może się okazać, że potrzebne będzie napięcie ujemne. Wartość elementów stosowanych w takim przypadku podano w nawiasach na rys. 2. Oczywiście należy wtedy odwrotnie wlutować diodę D1. Układ regulacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza US1 wykonano na oddzielnej płytce drukowanej, przymocowanej wkrętem M3 do płytki B-31–2005 w pobliżu zdemontowanego rezystora R28.

Ostatnia zmiana to odłączenie suwaka potencjometru R77 – „zero dc" od końcówki 3 płytki B-31–2005 i przyłączenie go do końcówki 8, czyli „–" zasilania.

Regulacja miernika po naprawie ogranicza się do takiego ustawienia suwaka R77 „zero dc", aby na zakresie pomiarowym „1,5 mV", przy zwartym gnieździe pomiarowym, wskazówka miernika ustawiła się dokładnie na „0". Oczywiście wszystkich regulacji należy dokonywać po włączeniu zasilania, po 2...5-minutowym wygrzewaniu miernika. Jeżeli potencjometrem „zero dc" nie można sprowadzić wskazówki miernika na „0", należy wówczas zmienić wartości rezystorów R1 i R2 w układzie WPO81C. Należy jednak przy tym pamiętać, że ich sumaryczna rezystancja powinna wynosić około 10 kΩ. Po przeprowadzeniu tej regulacji należy rozewrzeć gniazdo pomiarowe, zabezpieczyć przed wpływami pól elektrycznych, a następnie za pomocą rezystora R28 sprowadzić wskazówkę miernika na „0". Może się okazać, że w trakcie tej czynności trzeba będzie zmieniać znak napięcia dołączonego do rezystora R28, ale o tym pisano już wyżej. Oczywiście po naprawie i regulacji miernik należy wzorować wg instrukcji.

Naprawiony miernik pracuje już kilka miesięcy, nie wykazując nieprawidłowości działania, nie pogorszyły się też jego parametry techniczne. Jedynym mankamentem, jaki zauważono, jest wychylanie się, po kilkugodzinnej pracy, o pół działki wskazówki miernika włączonego na zakres pomiarowy „1,5 mV", przy rozwartym gnieździe pomiarowym. Świadczy to o termicznych zmianach parametrów diody D1 w czasie długotrwałej pracy. W warunkach amatorskich nie ma to jednak znaczenia, tym bardziej, że zwarcie gniazda pomiarowego rezystancją 10 MΩ likwiduje to zjawisko.

Miernik jest zasilany z zasilacza sieciowego. Działanie jego nie zostało sprawdzone podczas zasilania bateryjnego z powodu braku odpowiednich baterii na rynku.

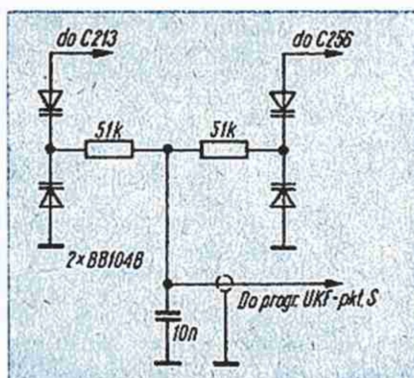
U w a g a. Oznaczenia elementów multimetru są podane zgodnie z „Opisem technicznym i instrukcją obsługi OT–075 i OT–075A", załączoną do każdego multimetru.

Grzegorz Wodzinowski

Precyzer w odbiorniku „Kleopatra"

Precyzer umożliwia dokładniejsze dostrojenie odbiornika do stacji nadających na zakresach AM, przy czym największe znaczenie ma on na zakresie fal krótkich. Wykonano go z diodami pojemnościowymi, które dołączono równolegle do trymerów C213 i C256, w wyniku czego łączna pojemność powiększyła się.

Napięcie sterujące diodami pojemnościowymi jest pobierane z programatora stacji na zakresie UKF. Uniknięto w ten sposób większych przeróbek mechanicznych.



Dzięki takiemu rozwiązaniu podczas używania precyzera do dostrajania może służyć jeden z potencjometrów programatora (po jego uprzednim wciśnięciu).

Już po wstępnym nastawieniu precyzer umożliwia dokładniejsze dostrojenie odbiornika, dzięki czemu można niejednokrotnie odbebrać wiele stacji, których przy tak dużym zagęszczeniu na zakresie krótkofalowym nie można by rozdzielić.

Jacek Gwizdka

re przegląd wydawnictw

MIERNICTWO ELEMENTÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH I UKŁADÓW SCALONYCH – K. Badźmirowski, J. Kołodziejski, L. Spiralski, E. Stolarski. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1984. Nakład 10 000 egz., str. 605, cena 500 zł

Do rąk czytelników trafia książka, która po raz pierwszy w krajowej literaturze technicznej, poświęconej miernictwu elektronicznemu, zawiera tak obszernie i kompleksowo ujęte zagadnienia miernictwa półprzewodnikowych elementów dyskretnych i układów scalonych.

Książka składa się z czterech zasadniczych rozdziałów: zagadnienia ogólne, metody pomiarowe, urządzenia pomiarowe, opracowywanie wyników pomiarów.

W części początkowej rozdziału 1 scharakteryzowano cel pomiarów i środki pomiarowe, podano klasyfikację elementów półprzewodnikowych i układów scalonych oraz dokonano przeglądu zagadnień konstrukcyjno-technologicznych mierzonych elementów i układów. W części zasadniczej tego rozdziału zawarto schematy zastępcze (modele) diody złączowej, tranzystorów bipolarnych i unipolarnych, tyrystorów oraz definicje parametrów zmiennoprądowych, małosygnałowych, wielkosygnałowych, impulsowych, szumowych i cieplnych. Rozdział kończą parametry przyrządów optoelektronicznych i parametry graniczne, tj. takie parametry, których przekroczenie może spowodować trwałe uszkodzenie przyrządu półprzewodnikowego.

Rozdział 2, który zawiera opis metod pomiarowych, jest rozdziałem największym (ponad 60% objętości książki). W rozdziale tym przedstawiono wszystkie najważniejsze metody pomiarowe, zarówno elementów półprzewodnikowych (diod, tranzystorów, tyrystorów) jak i układów analogowych i cyfrowych. Pomiary układów analogowych obejmują trzy rodzaje układów: wzmacniacze operacyjne, komparatory i stabilizatory napięcia, a testy funkcjonalne dotyczą takich złożonych układów cyfrowych jak: rejestry przesuwające, pamięci RAM, układy kalkulatorowe, układy mikroprocesorowe i inne. Do testów układów cyfrowych włączono również badania odporności na zakłócenia. W rozdziale 2 omówione są także pomiary termistorów, pomiary radiometryczne i fotometryczne diod elektroluminescencyjnych, wskaźników cyfrowych i fotodetektorów oraz pomiary parametrów cieplnych i szumowych. W zakończeniu tego rozdziału podano kryteria oceny odporności i wytrzymałości elementów i układów na narażenia mechaniczno-klimatyczne i obciążenia elektryczne.

W pierwszej części rozdziału 3 dokonano przeglądu zespołów i urządzeń oraz systemów pomiarowych z ręcznym programowaniem badań i automatycznym programowaniem badań. Podano szczegółowe opisy urządzeń i systemów stosowanych w praktyce. Część druga tego rozdziału jest poświęcona oprogramowaniu automatycznych systemów pomiarowych, przy czym szerzej omówiono programowanie w języku ATLAS, który jest językiem wyższego rzędu zorientowanym problemowo. Rozdział kończą opisy urządzeń do badania szumów, trwałości i technologicznych właściwości przyrządów półprzewodnikowych.

W rozdziale 4 rozpatrzono sposoby opracowywania wyników pomiarów, które ujęto w trzech grupach zagadnień: przedstawienie danych pomiarowych, ich redukcja i analiza, błędy pomiarowe, niektóre metody analizy statystycznej wyników pomiarów.

Z tej krótkiej charakterystyki poszczególnych rozdziałów książki wynika, że materiał w niej zawarty obejmuje w zasadzie wszystkie zagadnienia związane z problematyką pomiarową tego rodzaju elementów i układów. Niewątpliwie, przygotowanie i wydanie tego rodzaju monografii wymagało ogromnego nakładu pracy zarówno autorów, jak i redaktorów, koordynatora i opiniodawcy. Wystarczy wspomnieć choćby o wysiłku włożonym w ujednolicenie oznaczeń i uściślenie definicji parametrów. Tym niemniej w następnych wydaniach książki należałoby pomyśleć, np. o przeniesieniu do rozdziału 1 definicji parametrów statycznych i dynamicznych układów scalonych, o rozszerzeniu materiału o parametry i metody pomiarowe przetworników a/c i c/a – układów stosowanych w wielu systemach pomiarowych, a także o rozszerzeniu rozdziału 4, który obecnie zajmuje tylko 5% objętości książki, a jest rozdziałem ważnym i bardzo potrzebnym. W sumie uwagi te nie umniejszają wartości książki, która jest pozycją cenną i bardzo potrzebną.

Należy zwrócić uwagę czytelników na bogatą bibliografię podaną w zakończeniu każdego z rozdziałów książki, umożliwiającą bardziej wnikliwe studiowanie interesujących czytelnika zagadnień.

Książka jest przeznaczona dla inżynierów i techników zatrudnionych w przemyśle elektronicznym, pracowników naukowych i technicznych instytutów naukowo-badawczych i wyższych uczelni, konstruujących i stosujących w swych badaniach aparaturę elektroniczną.

Z książki mogą również korzystać studenci wyższych uczelni o kierunkach związanych z elektroniką, a także wszyscy ci, dla których znajomość parametrów przyrządów półprzewodnikowych i układów scalonych jest niezbędna w ich działalności projektowej lub użytkowej urządzeń elektronicznych. *Z.K.*

ELEKTRONIKA ŁATWIEJSZA NIŻ PRZYPUSZCZASZ – UKŁADY SCALONE – Dieter Nührmann. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1983 r. Wyd. 1. Nakład 30 225 egz., str. 336, cena 170 zł.

Jest to trzecia z tej serii, tego autora, chyba najbardziej udana książka popularyzująca elektronikę, przydatna zarówno dla młodzieży jak i początkujących oraz średnio-zaawansowanych radioelektroników.

Autor jest utalentowanym popularyzatorem i przedstawił znakomicie zarówno układy scalone jako takie, jak i możliwości ich wykorzystania.

Książka zawiera 11 rozdziałów, w których wyjaśniono kolejno:

- co to jest układ scalony (stron 13),
- technikę montażu układów z układami scalonymi (str. 32),
- rodzaje układów scalonych (str. 35),
- podstawowe wiadomości z techniki cyfrowej (str. 28),
- właściwości i struktury wzmacniaczy operacyjnych (str. 33),
- właściwości scalonych stabilizatorów napięcia (str. 18),
- zastosowanie układów scalonych w radiowej technice w.cz. (str. 24),
- zastosowanie układów scalonych w technice m.cz. (str. 26),
- zastosowanie układów scalonych w amatorskich przyrządach pomiarowych (str. 49),
- układy specjalne i różne z zastosowaniem układów scalonych (str. 37),
- zastosowanie układów scalonych w niektórych typowych układach cyfrowych (str. 30).

Książka jest bogato ilustrowana, zawiera bowiem kilkaset schematów, rysunków i fotografii oraz kilkadziesiąt tablic ułatwiających zrozumienie działania układów i podających dane praktyczne do zastosowania układów scalonych. Omówiono w niej elementy i układy scalone powszechnie dostępne w RFN. Pokaźna część tych elementów jest znana, bądź dostępna w kraju, w związku z czym książka ma walory nie tylko dydaktyczne, lecz również jest przydatna dla praktyków konstruujących układy i urządzenia. Tłumacze książki z oryginału niemieckiego wywiązali się, ogólnie biorąc, dobrze z zadania. Drobne nieścisłości i potknięcia językowe są nieliczne. Czytając książkę „czuje się" jednak, że jest to tłumaczenie, a nie tekst oryginalny napisany po polsku. Strona edytorska zasługuje na uznanie, bowiem całość jest przejrzysta, rysunki bardzo dobre, a korekta staranna. *A.W.*

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

NIEZAWODNOŚĆ ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH – Henryk Gładysz, Eugeniusz Peciakowski. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1984. Wyd. 1, str. 218, nakł. 5800 egz., cena 120 zł.

W książce przedstawiono zagadnienia związane z niezawodnością elementów elektronicznych. Odbiorcy książki: inżynierowie i technicy elektronicy zajmujący się projektowaniem i konstrukcją sprzętu, badaniami niezawodności i problematyką jakości.

STABILIZOWANIE ZASILACZE URZĄDZEŃ ELEKTRONICZNYCH – G.P. Wieriesow, J.L. Smurlakow. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1984. Wyd. 1, str. 239, nakł. 10000 egz., cena 140 zł.

W książce opisano projektowanie i obliczanie stabilizowanych źródeł zasilania. Przedstawiono sposoby stabilizacji napięcia wyjściowego.

Odbiorcy książki: inżynierowie i technicy elektronicy.

Redakcja nie zajmuje się wysyłką i sprzedażą książek

ogłoszenia

Wykonujemy wzmacniacze i kolumny estradowe, naprawy głośników. Zakład Usług Elektronicznych, Lermontowa 18, 92-512 Łódź.

Wytwarzanie kamer pogłosowych dla osób prywatnych i instytucji. Warszawa, ul. Świerczewskiego 113 m 83.

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTH) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą).

Strojenie, naprawy adaptorów UHF, telewizyjnych głowic VHF/UHF, wykonuje unikalną aparaturą Zakład Elektroniczny, Andrzej Wójcik, Cieszyńska 6, 02-716 Warszawa, tel. 47-18-87. Koszt 700 zł, zgodnie z warunkami technicznymi, roczna gwarancja.

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 240 zł/szt. wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

MIKROFONOWA PRZYSTAWKA do akordeonu 80 i 120 bas oraz **UCHWYTY** do kolumn. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź.

Wykonuję zestawy urządzeń elektronicznych. Ponad 30 zestawów (wykrywacz metali, przystawka zmieniająca telewizor w oscyloskop itp). Zbigniew Przybysz, 58-550 Bierutowice.

Negatywy, diapozytywy obwodów drukowanych matryc z dokładnością do 0,1 mm na materiałach DU PONT, KODAK, ORWO wykonuje Foto-Studio, Al. Jerozolimskie 99, Warszawa, tel. 28-87-23, od 10^{00} do 18^{00}. Terminy krótkie.

FANTRONIC skup, sprzedaż i wymiana: części, sprzętu, narzędzi, przyrządów pomiarowych i urządzeń ELEKTRONIKI pochodzenia zagranicznego i krajowego. Prowadzimy operacje rachunkowe z Rzemiosłem i Instytucjami, pośrednictwo handlowe oraz sprzedaż wysyłkową. Zamówienia, oferty pisemne i osobiste: FANTRONIC, ul. Targowa 3, skr. poczt. 443, 42-217 Częstochowa.

Wzmacniacze antenowe polepszające odbiór programów telewizyjnych w kanałach 21–41, cena 1370 zł; wzmacniacze szerokopasmowe od 1 do 60 kanału, możliwość podłączenia trzech odbiorników, cena 3390 zł, próbniki do badania tranzystorów i diod bez konieczności wymontowywania tych elementów z układu, cena 1200 zł – wysyła: Zakład Elektroniczny „ELSTERN", ul. 3 Maja 12, 63-900 Rawicz.

Naprawiam głowice ZTG wszystkich typów. Andrzej Kulibaba, ul. Andersena 2 m 6, 01-911 Warszawa. Informacje tel. 35-57-80, godz. 17–19 (można przesłać pocztą).

Zakład Elektroniczny – 95-070 Aleksandrów Łódzki, skr. poczt. 67 oferuje do sprzedaży zmontowane i uruchomione płytki: tunera UKF-FM stereo ze stereodekoderem PLL, stopnia regulacji barwy tonu, balansu, głośności, przedwzmacniacza stereo z czterema wejściami (tuner, magnetofon, adapter z magnetyczną wkładką, dodatkowe). Informacje wysyłamy po otrzymaniu zaadresowanej koperty zwrotnej ze znaczkiem.

Naprawa – regeneracja głośników krajowych i zagranicznych. Przystawka organowa „Horus" z pogłosem elektr. Umożliwia grę solową na gitarze basowej. Daje brzmienie organowe na gitarze. Jest odpowiednikiem „Leslie" mechanicznego. Wysyłam również do oceny osobistej za zaliczeniem pocztowym. „Radiomechanika", ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka k. W-wy.

Pilnie kupię skrzynkę (ramę) magnetofonu M-1417 „Uwertura". Krzysztof Ratajczak, ul. Lenina 15, 62-320 Miłosław.

Kupię uniwersalny oscyloskop laboratoryjny, lampę oscyloskopową D10-160GH. Oferty kierować: Z. Baranowska, ul. Nowodworskiego 32/2, 81-025 Gdynia.

Sprzedam aparaturę do zdalnego sterowania modeli firmy KRAFT (2 kanały proporcjonalne). Oferty z ceną kierować: Andrzej Borysewicz, ul. Komfortowa 5 m 7, 93-553 Łódź.

Kupię oscyloskop z osprzętem. Jacek Drążek, ul. Chrobrego 35/9, 48-200 Prudnik, woj. opolskie.

Pilnie kupię transformator przetwornicy do oscyloskopu ST-315A. Oferty z ceną: Romuald Urbaniak, pl. Skarżyńskiego 3/1, 58-301 Wałbrzych.

Profesjonalne convertery samochodowe UKF-stereo, umożliwiające natychmiastową zmianę pasma zachodniego na krajowe, odbiorników zagranicznych wszystkich typów: roczna gwarancja, przesyłamy pocztą, SERVICE-TUNER, Andrzej Wójcik, ul. Cieszyńska 6, 02-716 Warszawa tel. 47-18-87.

Poszukuję schematu magnetofonu kasetowego MINETT 11 prod. NRD. Mariusz Haczyk, ul. Chodkiewicza 55, 42-200 Częstochowa.

Pilnie kupię układy radzieckie: K176JE4, K176JE3, K176LA7, FET-y 2N5952. Odstąpię nową lampę oscyloskopową D-13 Valvo Ø 13. Krzysztof Gieryluk, ul. Jasna 9c/14, 57-200 Ząbkowice Śl.

Kupię zdecydowanie po 80 zł za egzemplarz i zwrot kosztów przesyłki nry „RiK": 1–9/68 lub cały 1968 r., 1, 8/69, 12/70, 8, 10, 11/71, 1, 6/72, roczniki 1973 i 1974 lub 6, 8, 9, 10, 12/73, 3, 5, 9, 10, 11, 12/74, 3, 4/75, 2/77. Odstąpię numery 8, 9/67, 1/79, 3/69, 6/80, 2, 3/82, 11/83. Władysław Walaszek, ul. Czarnieckiego 6/95, 91-844 Łódź, tel. 55-47-58.

Pilnie kupię układy LM308 – 2 szt., LM2901 – 1 szt., CA3130 – 1 szt. oraz tranzystory 2N4117 – 2 szt., MPSA13 – 1 szt. MPSA20 – 6 szt., MPSA55 – 4 szt. Ryszard Wójcik, Bolęścice 61, 28-340 Sędziszów.

Sprzedam transceiver wg SP5WW+cyfrowy odczyt częstotliwości – w trakcie budowy. Wiesław Badowski, Radom, tel. 437-54.

Kupię dowolny wobulator TV, MOSFETY. Zakład Elektroniczny, 68-300 Lubsko, skr. p. 20.

Gotowe płytki drukowane do urządzeń elektronicznych wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektryczno-Elektroniczny, ul. Kaliningradzka 75/25, skr. poczt. 539, 10-437 Olsztyn. Chcąc otrzymać katalog płytek należy załączyć w liście znaczki za 30 zł.

Sprzedam: woltomierz LM-3 12 zakr., amperomierz MP-2 60 mV+boczniki 2,5 A i 10 A. Warszawa, tel. 41-07-39.

Kupię informację na temat BIOMETRU, nawiążę korespondencję na tematy elektroniki. Mam do odstąpienia różne układy, części, urządzenia elektryczne (załącz kopertę i znaczek). Dariusz Jureczko, ul. Wysoka 25/5, 44-200 Rybnik.

Naprawa multimetrów V640, zakupi zużyte V640, cyfrowe V524/V529. Warszawa, tel. 47-22-57 lub 20-90-61 w. 93.

Kupię minikomputer ZX SPEKTRUM lub ZX-81, ewentualnie zamienię na WIEŻĘ MINI 8010. Kontakt listowny. Sławomir Lichołat, Legnicka 142 m. 6, 54-206 Wrocław.

Kupię woltomierz 0...15 V typu MEA-1, MK2, MK3. Klejdysz, Wałachowej 8, 43-300 Bielsko-Biała.

Sprzedam wyświetlacze cyfrowe CQYP74 oraz układy scalone UCY7490. Tanio. Stanisław Popielczyk, ul. Waryńskiego 3/46, 07-400 Ostrołęka, tel. 32-33 wewn. 26 (od 8–15).

Kupię pamięci 4116 lub odpowiedniki, np. K565PY3. A. Krauze, ul. Równikowa 12/1, 93-464 Łódź.

Wymienię na literaturę modelarską (czasopisma i książki) dużą ilość tranzystorów, diod, rezystorów itp. Dokładny wykaz po przesłaniu koperty ze znaczkiem. Henryk Karolczyk, ul. Dzierżyńskiego 7/6, 64-920 Piła.

Kupię lampę oscyloskopową 2-strumieniową. Andrzej Kurański, ul. Ogrodowa 44/13, 32-800 Brzesko.

Kupię pilnie lampę oscyloskopową B10S4. Henryk Marciniak, ul. Świerczewskiego 40/42, 93-574 Łódź, VIII D.S.

Kupię książkę pt. „Jowisz". Jacek Szewczyk, ul. Wyzwolenia 39/B, 41-600 Świętochłowice.

Poszukuję pilnie schematu radiotelefonu TROP 2. Stanisław Klag, 34-615 Słopnice 762, woj. nowosądeckie.

Sprzedam miernik pojemności do 1 μF w siedmiu podzakresach. Bogdan Godlewski, ul. Łyskowskiego 27c/38, 87-113 Toruń 14.

Sprzedam aparaturę RC „Pilot 4" 4-kanałową z mech. Belamatic oraz „Rum 2" 6-kanałową prod. radzieckiej. Roman Gazda, ul. Zawadzkiego 177, 42-290 Blachownia.

Kupię nowoczesny wykrywacz metali nieżelaznych o zasięgu powyżej 2,5 m. W grę wchodzi również wypożyczenie mi wykrywacza metali za z góry ustaloną odpłatnością na okres 10 dni. Oferty z cenami proszę kierować na adres: Stanisław Pluta, Koryczany, 91, 32-370 Żarnowiec, woj. katowickie.

Zamienię układy scalone 2×MAA723 lub MAA502 i MAA 723 na układ scalony UL1621. Mariusz Kordela, ul. Promińskiego 42 m 62, 93-281 Łódź.

Lampę oscyloskopową B16S22, oscyloskop OK-8-2s kupię. Warszawa, tel. 41-18-32.

Akwizytor – części elektroniczne, sprzęt – ułatwi sprzedaż+zakup. Realizuje zamówienia wysyłkowo. układy cyfrowe, liniowe, MOS, AY, ICL, mikroprocesory, półprzewodniki, FET-y, MOS-y, Darlington, LED-y, wyświetlacze, kwarce, diody impuls., mikrofalowe itp. Szmejda, 90-980 Łódź 7 skr. poczt. 237.

Kupię schemat wykrywacza metali szlachetnych o zasięgu powyżej 1 m. Wojciech Tonder, Szkolna 5, 62-060 Stęszew.

Kupię kubki ferrytowe M36 z ferrytu F 1001. Sąsiadek, ul. Dąbrowszczaków 30D/9, 80-364 Gdańsk-OLiwa.

Sprzedam kwarce, filtry kwarcowe, wyświetlacze LED zachodnie, układy MC1201, MC1204, AY-3-8610 i inne. Wysyłam wykaz po załączeniu zwrotnie zaadresowanej koperty. Ulecki, 98-100 Łask, skr. poczt. 48.

Zdecydowanie kupię nowy miernik uniwersalny (na gwarancji) typu UM. Oferty z ceną kierować na adres: Andrzej Borysewicz, ul. Komfortowa 5 m 7, 93-553 Łódź.

Atrakcyjne urządzenia dla radioelektroników w formie zestawów do samodzielnego montażu lub zmontowanych modułów (gra TV, pozytywka grająca – 22 melodie, podstawa czasu 50 Hz, dekoder PAL, wzmacniacz szerokopasmowy 100 MHz, przetworniki pomiarowe itp.) poleca JP-electronic, ul. Nad Radunią 46, 83-000 Pruszcz Gdański, tel. 822791 (Gdańsk). Przyślij zaadresowaną kopertę ze znaczkiem.

Jowisz – kompletne urządzenia zdalnego sterowania bezprzewodowego (podczerwień) wraz ze szczegółową instrukcją montażu sprzedam. Cena: 15 tys.+opłata pocztowa. Sławomir Dudkiewicz, ul. Narutowicza 113/121, bl. 15 m. 22, 97-300 Piotrków Tryb., tel. 17-726.

Profesjonalne przyrządy do elektronicznej regeneracji kineskopów wykonuje REWO-Elektronika, skr. poczt. 449, 00-950 Warszawa.

Uproszczenie monitora linii czterobitowej TTL

Otrzymaliśmy kilka propozycji uproszczenia monitora linii czterobitowej TTL, opublikowanego w nrze 7–8/83. Zamieszczamy tę propozycję, którą otrzymaliśmy jako pierwszą.

Stany wejść (linii)				Stany wyjść				
D	C	B	A	E	D'	C'	B'	A'
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0	1
0	1	1	0	0	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	0	0
1	1	1	1	1	0	1	0	1

Po przeczytaniu artykułu „Monitor linii czterobitowej TTL" z nru 7–8/83 postanowiłem nieco uprościć schemat podany przez autora tego pomysłu. Prostszy układ monitora otrzymuje się przez zastosowanie innego sposobu dekodowania wejść D, C, B, A.

Stany D', C', B' i A' podawane na dekoder BCD 7-segmentowy oraz stany wyjścia E sterującego jedynką wskaźnika „a" zestawiono w tablicy funkcji.

Stany te można wyrazić następującymi funkcjami logicznymi:

$$E = DB \vee DC = \overline{\overline{DB}\;\overline{DC}}$$

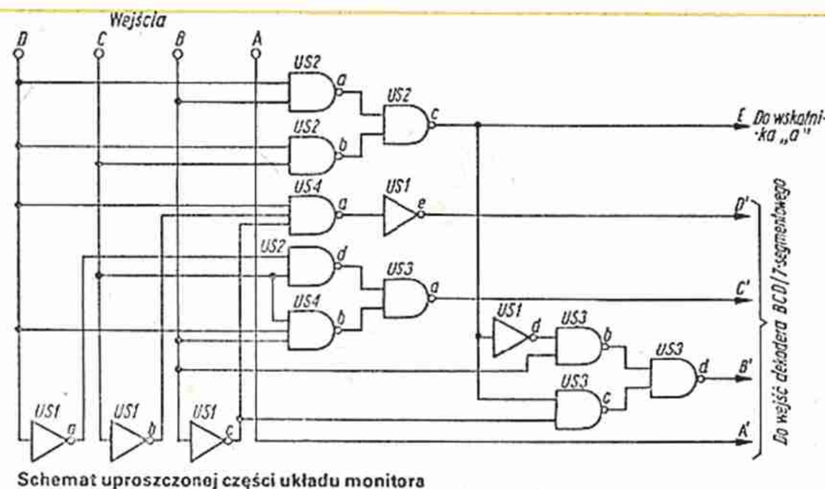
$$D' = D\bar{C}\bar{B} = \overline{\overline{D\bar{C}\bar{B}}}$$

$$C' = \bar{D}C \vee DCB = \overline{\overline{\bar{D}C}\;\overline{DCB}}$$

$$B' = \bar{E}B \vee E\bar{B} = \overline{\overline{\bar{E}B}\;\overline{E\bar{B}}}$$

$$A' = A$$

Z realizacji powyższych funkcji wynika schemat (rys. wyżej). Układy przedstawione na tym schemacie zastępują elementy US1...US5 w schemacie z numeru 7–8/83. Wykorzystano w nim tylko cztery układy scalone: UCY7404N – 1 szt., UCY7400N – 2 szt., UCY7410N – 1 szt., zamiast pięciu w układzie z nru 7–8/83 (UCY7400N – 3 szt., UCY 7451N – 2 szt.). Wiąże się to ze zmniejszeniem kosztów budowy monitora.



Schemat uproszczonej części układu monitora

Wykaz elementów

Układy scalone

US1 – UCY7404N
US2, US3 – UCY7400N
US4 – UCY7410N